

**ÜBER EINE BREITBANDIGE HYBRIDE T-STRUKTUR
UND IHRE ANWENDUNGEN
IN DER SUBNANOSEKUNDEN-IMPULSTECHNIK**

Dissertation
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von
Dipl.-Ing. Udo Barabas
aus Arnstein/Ostpr.

Bochum 1978

1979



Digitized by the Internet Archive
in 2026

ÜBER EINE BREITBANDIGE HYBRIDE T-STRUKTUR UND IHRE
ANWENDUNGEN IN DER SUBNANOSEKUNDEN-IMPULSTECHNIK

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines
Doktor - Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

Dipl.-Ing. Udo Barabas
aus Arnstein/Ostpr.

Bochum 1978



Dissertation eingereicht am: 13.12.1978

Tag der mündlichen Prüfung: 31. 1.1979

Referent: Prof. Dr. Dr. B.G. Bosch

Korreferent: Prof. Dr. B. Schiek

INHALT

Liste der Formelzeichen und Symbole	III
1 Einleitung	1
2 Die breitbandige hybride T-Struktur ("Hybrides T")	3
2.0 Vorbemerkungen	3
2.1 Aufbau und Funktionsweise des breitbandigen Hybriden T	6
2.2 Experimentelle Ergebnisse und ihre Diskussion	20
3 Grundsätzliche Betrachtung zur Anwendung des breitbandigen Hybriden T in der Subnanosekunden- Impulstechnik	26
3.0 Einführung	26
3.1 Modifikationen des breitbandigen Hybriden T	28
3.2 Impulsgeneration und -regeneration mit Hilfe des Hybriden T und von Speicherschaltioden	35
3.2.1 Einführung	35
3.2.2 Prinzip der Impulsgeneration und -regeneration	36
4 Spezielle Anwendungen des Hybriden T in der Subnanosekunden- Impulstechnik	52
4.1 Der Impulsgenerator	52
4.1.0 Einführung	52
4.1.1 Beschreibung des Impulsgenerators mit dem modifizierten Hybriden T	54
4.2 Die Impulsformerschaltung	69
4.2.1 Anwendungen der Impulsformerschaltung in Multiplexern	85
4.3 Der Dioden- Differenzregenerator (DDR)	93
4.3.1 Potentielle Anwendung des Dioden- Differenzregenerators in optischen PCM- Nachrichtensystemen	120
5 Zusammenfassung	123

Anhang	126
A1 Die Speicherschaltodiode	126
A2 Prinzip der Impulsregeneration allein mit Hilfe von Speicherschaltioden	132
A3 Beschreibung der numerischen Simulation der Impulsregeneratoren	139
Literaturverzeichnis	144

LISTE DER FORMELZEICHEN UND SYMBOLE

u, i	zeitabhängige Größen
U, I	Amplituden, Gleichspannungen, -ströme bzw. Effektivwerte
A_D	Dioden- Querschnittsfläche
C_D	Diffusionskapazität einer Speicherschaltodiode
C_{D0}	Diffusionskapazität einer Speicherschaltodiode bei $U_d = 0V$
C_{sp}	Sperrschichtkapazität einer Diode
f_o	obere Grenzfrequenz
f_p	Frequenz der Pumpspannung
f_T	Transitfrequenz
f_u	untere Grenzfrequenz
G_D	Diffusionsleitwert einer Speicherschaltodiode
I_B	Amplitude des Signalstromes an der Basis eines Transistors
I_{Co}	Arbeitspunktstrom (Gleichstrom) eines Transistors
i_{df}	Diodenstrom in Flußrichtung
i_{dr}	Diodenstrom in Sperrichtung
I_E	Amplitude des Signalstromes am Emitter eines Transistors
L_E	Zuleitungsinduktivität am Emitter eines Transistors
P_V	Verlustleistung
Q_B	Signalladung an der Basis eines Transistors
Q_{CD}	in der Diffusionskapazität einer Speicherschaltodiode gespeicherte Signalladung
Q_e	Signalladung eines Eingangsimpulses
Q_E	Signalladung im Emitter eines Transistors
Q_l	Signalladung der Ausgangsimpulse
Q_{SSD}	Signalladung in der Speicherschaltodiode
R_b	Bahnwiderstand einer Speicherschaltodiode
r_n	Reflexionsfaktor am Ende der Leitung (n)

s_{nm}	Streukoeffizient (Transmissionskoeffizient von der Leitung (m) zur Leitung (n))
s_{nn}	Eigenreflexionskoeffizient der Leitung (n)
T	Periodendauer
ΔT	Zeitdifferenz zwischen dem Maximum der Pumpspannungs-Entladehalbwelle und den Ausgangsimpulsen
T_D	optimale Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen und der Pumpspannung
ΔT_D	Abweichung der Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen und der Pumpspannung vom optimalen Wert
t_f	Abfallzeit
T_L	Zeit, in der ein Signalimpuls in der Speicherschaltodiode gespeichert werden kann (Ladezeit)
T_{pe}	Impulshalbwertsbreite eines Eingangssignales
T_{pl}	Impulshalbwertsbreite eines Ausgangssignales
t_r	Anstiegszeit
T_{sp}	Zeit, in der die Speicherschaltodiode sperrt
U_c	Spannung an der in Serie zur Speicherschaltodiode liegenden Abblockkapazität der Impulsregeneratoren
u_d	Spannung an einer Speicherschaltodiode
U_{do}	Spannung an einer Speicherschaltodiode, bei der $C_{sp} \approx C_D$ ist.
u_e	Spannung eines Eingangssignales für die Impulsregeneratoren
$\Delta U_{1,2}$	Abweichung der Vorspannungen U_1 und U_2 von denen des Kompensationspunktes (U_{1k} und U_{2k})
U_{1k} U_{2k}	Vorspannungen U_1 bzw. U_2 des Kompensationspunktes
u_1	Spannung eines Ausgangssignales des Impulsregenerators
U_{10}	Ausgangsspannung des Impulsregenerators in der Zeit, in der beide Speicherschaltioden leiten
u_p	Pumpspannung
u_{pa}	an die Leitung (a) angelegte Pumpspannung
$u_{p3,4}$	Pumpspannungen in den Leitungen (3) und (4), wenn beide Leitungen reflexionsfrei abgeschlossen sind und die Speicherschaltioden ständig sperren

U_T	Temperaturspannung
$\overline{u_{Tr}}$	mittleres Übersetzungsverhältnis des Übertragers für die Eingangssignale in der Zeit der leitenden Speicherschalt-diode
$\overline{u_{Tr'}}$	über die Ausräumzeit der gespeicherten Signalladung gemitteltetes Übersetzungsverhältnis des Übertragers
V_i	Einfügungs- Stromverstärkung
V_p	Einfügungs- Leistungsverstärkung
V_q	Einfügungs- Ladungsverstärkung
V_{qTr}	Ladungsverstärkung eines Transistors
V_u	Einfügungs- Spannungsverstärkung
w	Weite der Mittelzone (i-Zone) einer Speicherschalt-diode
Z_{On}	Wellenwiderstand der Leitung (n)

1. EINLEITUNG

In der Nachrichtentechnik gibt es einen kontinuierlichen Trend zur Digitaltechnik hin. Weiterhin ist in den letzten Jahren das Interesse an höchsten Übertragungsbitraten stark gestiegen. Diese Dissertation setzt sich zur Aufgabe, einige Komponenten hauptsächlich für Anwendungen in der digitalen Nachrichtenver-
arbeitung im Gbit/s- Bereich zu untersuchen.

Zunächst wird eine wenig bekannte, extrem breitbandige hybride T- Struktur dargestellt und ihre Streumatrix erstmals abgeleitet. Dieses "Hybride T" ist in seiner bekannten Originalform wegen der nur mäßig hohen Grenzfrequenz von etwa 2 GHz nicht gut für die Subnanosekunden- Impulstechnik geeignet. Durch eine Modifikation dieses Bauelementes wird die Übertragungsbandbreite zwischen bestimmten Leitungen erheblich erweitert (55 kHz - 12 GHz).

Danach werden Anwendungsmöglichkeiten des modifizierten Hybriden T in der schnellen Impulstechnik beschrieben. Dabei wird das modifizierte Hybride T stets gemeinsam mit Speicherschaltioden verwendet. So werden z.B. sehr flexible Impulsgeneratoren realisiert, deren Impulsfolgefrequenz, Impulsamplitude, -breite und -Polarität frei wählbar sind. Ferner werden auch getaktete Impulsregeneratoren aufgebaut, die im Gbit/s- Bereich neben einer Impulsverstärkung auch eine Regeneration sowohl der Impulsform als auch der zeitlichen Impulslage erzielen. Solche Eigenschaften sind charakteristisch für diese Regeneratoren und müssen nicht durch besondere Zusatzschaltungen erreicht werden. Die Regeneratoren könnten z.B. in hochratigen Puls-code-modulierten (PCM-) Nachrichtenübertragungssystemen (auch optischen PCM- Systemen) verwendet werden.

Weil die Regeneration der Impulsform mit einer wesentlichen Impulsbreitenreduzierung verbunden ist, werden die Regeneratoren auch in Multiplexern eingesetzt. Solche Multiplexer werden ebenfalls beschrieben. Auch hier ist prinzipiell eine Anwendung in hochratigen PCM- Nachrichtenübertragungssystemen möglich; dabei werden im allgemeinen 4 Nachrichtenkanäle niederer Bitrate zu einem Kanal entsprechend höherer Bitrate im Zeitmultiplex vereinigt.

Werden die Eingangskanäle eines Multiplexers mit festen Bitmustern belegt, so lassen sich als weitere Anwendung Bitmuster-
generatoren (auch solche, die eine Quasi- Zufallsfolge liefern) für Testzwecke mit Bitraten bis in den höheren Gbit/s- Bereich und mehreren Volt Ausgangsspannung realisieren.

2. DIE BREITBANDIGE HYBRIDE T- STRUKTUR ("HYBRIDES T")

2.0 VORBEMERKUNGEN

Definitionen:

Eine "hybride Verzweigung" besteht aus einer Anordnung von 4 Wellenleitern (z.B. Hohlleitern, Koaxial- oder Bandleitungen), die in der Weise miteinander verbunden sind, daß - bei reflexionsfreiem Abschluß aller Leitungen - in eine beliebige Leitung eingekoppelte Energie ausschließlich in 2 der verbleibenden 3 Leitungen gelangt /1/. Die Energie wird dabei gleichmäßig auf die beiden Leitungen aufgeteilt. Ist jede Leitung - in Richtung auf die "hybride Verzweigung" gesehen - bei gleichzeitigem reflexionsfreiem Abschluß der restlichen drei Leitungen ebenfalls reflexionsfrei, so ist diese Anordnung ein "Hybrides T" /1/.

Auf Grund dieser Eigenschaften haben Hybride T's in der Mikrowellentechnik Bedeutung erlangt. So werden sie z.B. in Vergleichsschaltungen, sowie in bestimmten Verteilerschaltungen angewandt. Auch ist hiermit die Speisung eines Verbrauchers aus zwei voneinander entkoppelten Generatoren (Quellen) möglich. Weiterhin können Hybride T's in Phasendiskriminatoren und Gegentaktmischern verwandt werden. Für Meßzwecke kann der Reflexionsfaktor einer Quelle mit Hilfe eines Hybriden T eingestellt werden. Analog dazu kann der Reflexionsfaktor einer Last an den der Quelle angepaßt werden. Das Hybride T übernimmt hier die Funktion eines Anpassungsübertragers /2/.

In der Literatur ist eine Reihe von Bauelementen bzw. Anordnungen von Bauelementen mit den Eigenschaften eines Hybriden T beschrieben worden. Allgemein bekannte Hybride T's sind der "Hybrid-Ring" und das aus Rechteckhohlleitern bestehende "Magische T" /3/. Die Bandbreiten beider Anordnungen sind relativ gering. Beim "Magischen T" wird sie dadurch begrenzt, daß nur der Grundmode im Hohlleiter (H_{10} - Welle) ausbreitungsfähig sein darf. Der "Hybrid-Ring" besteht aus einem Ring mehrerer Leitungsabschnitte, wobei

die Länge jedes Ringabschnittes in einem definierten Verhältnis zu einer bestimmten Wellenlänge steht. Damit ist auch diese Struktur schmalbandig.

Um verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung von Hybriden T's aufzuzeigen, werden einige spezielle Anordnungen mit ihren hier wesentlichen Eigenschaften in der Tabelle 1 aufgeführt. Es fällt auf, daß auch hier alle, mit Ausnahme vielleicht des von DuHamel und Armstrong /10/ vorgeschlagenen Hybriden T, relativ schmalbandig sind. Die Ursache dafür ist, daß in allen Anordnungen ebenfalls Leitungen enthalten sind, deren Längen in einem definierten Verhältnis zu einer bestimmten Wellenlänge stehen. Wegen des schmalbandigen Übertragungsverhaltens entfallen deshalb Breitbandanwendungen (wie z.B. Anwendungen in der Impulstechnik, der digitalen Nachrichtenübertragungs- und -verarbeitungstechnik) für diese Klasse von Hybriden T's.

In dieser Dissertation wird nun ein spezielles Hybrides T mit einer für diese Bauelemente extrem großen Bandbreite von mehr als 3 Dekaden beschrieben. Die Grundform dieses Hybriden T ist von einem Produkt der Fa. Anzac /15/ her bekannt. Sie zeigt dort einen Übertragungsbereich von 2 MHz bis 2 GHz. Dieser Frequenzbereich wird hier auf 2,5 MHz bis 5 GHz erweitert. Durch eine Modifikation des Hybriden T kann die obere Grenzfrequenz zwischen bestimmten Leitungen auf etwa 12 GHz erhöht und die untere in den kHz- Bereich abgesenkt werden. Mit dieser hohen oberen Grenzfrequenz, verbunden mit der großen Bandbreite, kann das modifizierte Hybride T gut in Breitbandanwendungen, wie z.B. in der Subnanosekunden- Impulstechnik verwendet werden; z.B. können damit Impulse mit einer Anstiegszeit von weniger als 50 ps übertragen werden.

Die Beschreibung des Hybriden T und die Diskussion seiner Eigenschaften, die erstmalige Ableitung seiner Streumatrix sowie dessen Modifikation machen einen wesentlichen Teil dieser Dissertationsschrift aus. Anwendungen des modifizierten Hybriden T in der Subnanosekunden- Impulstechnik werden anschließend beschrieben.

Name	Verwendete Leitungen	Relative Bandbreite f_o/f_u	Obere Grenz- frequenz f_o	Isolation zwischen ent- koppelten Leitungen
Tyminsky Hylas /4/	Bandleitungen	1,9 : 1	890 MHz	~30 dB
Morita Sheingold /5/	Koaxial- leitungen	1,1 : 1	a: 3,3 GHz b: 5,45 GHz	40 dB
Alford Watts /6/	Koaxial- leitungen Bandleitungen	2 : 1	200 MHz	45 - 50 dB
Albanese Peyser /7/	Koaxial- leitungen	1,5 : 1	3 GHz	10 - 32 dB
Jones /8/	Bandleitungen	2 : 1		20 dB
Kraker /9/	Bandleitungen	2 : 1	4 GHz	21 dB
DuHamel Armstrong /10/	Bandleitungen	10 : 1		
Bouthinon Coumes /11/	Bandleitungen	1,45 : 1	12 GHz	40 dB
Podell /12/	Koaxial- leitungen Bandleitungen	4 : 1 6 : 1	1 GHz 1,8 GHz	~35 dB ~30 dB
Carr /13/	Bandleitungen	2 : 1	2,4 GHz	>30 dB
Laughlin /14/	Koaxial- leitungen Bandleitungen	2 : 1	4 GHz	

Tab. 1 Zusammenstellung der Daten einiger Hybrider T's

2.1 AUFBAU UND FUNKTIONSWEISE DES BREITBANDIGEN HYBRIDEN T

Zunächst sei der Aufbau des Hybriden T beschrieben. Anschließend wird seine Streumatrix abgeleitet. Am Ende dieses Abschnittes werden dann die Eigenschaften des realen Hybriden T diskutiert und Meßergebnisse angegeben.

Das hier betrachtete Hybride T besteht aus 2 Komponenten: einer Leitungsverzweigung (Verzweigungspunkt) /16/, /17/ und 2 Leitungs- Breitbandübertragern /18/. Der Verzweigungspunkt wird in Abb. 1 dargestellt und besteht aus dem Zusammenschluß von sechs Leitungen. Die Leitungen (1) und (2) sind Koaxialleitungen und (3), (4), (5) und (6) sind Bandleitungen. Alle sechs Leitungen besitzen den gleichen Wellenwiderstand von $Z_0 = 50 \Omega$.

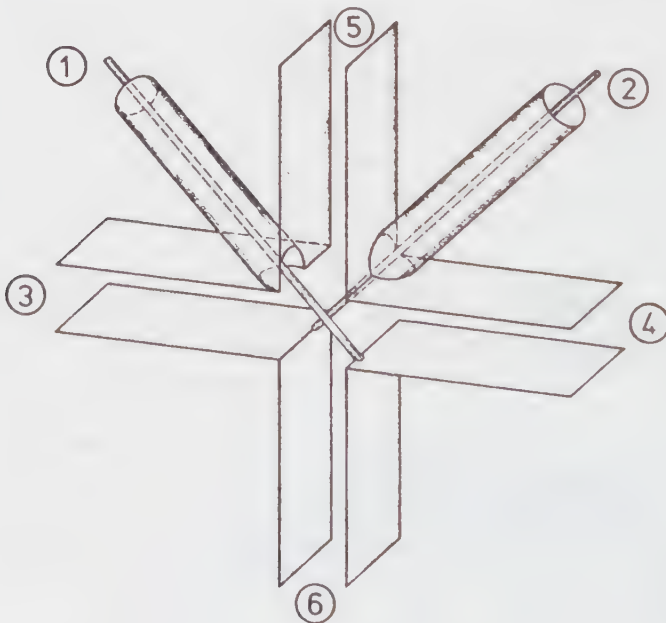


Abb. 1 Verzweigungspunkt des breitbandigen Hybriden T

Das Dielektrikum zwischen den einzelnen Leitern ist in Abb. 1 nicht eingezeichnet. Die Bandleitungen (3) bis (6) stehen im Verzweigungspunkt senkrecht zueinander und bilden eine räumliche Doppel-T-Verzweigung (Serienverzweigung). Die beiden Koaxialleitungen (1) und (2) sind im Verzweigungspunkt diagonal angeordnet und stehen ebenfalls senkrecht zueinander. In der Ansicht nach Abb. 1 befindet sich die Leitung (1) parallelverschoben überkreuz vor der Leitung (2); ihre Innenleiter berühren sich nicht.

Die ausgeführte Schaltung eines Verzweigungspunktes ist in Abb. 2 dargestellt. Das Substrat (Dielektrikum) in den Bandleitungen ist hier glasfaserverstärktes Teflon (Rogers Corporation, RT/Duroid 5880) und 1 mm stark. Die "Micro- semirigid"- Koaxialkabel (UT 47 Sp) haben einen Außendurchmesser von 1,22 mm.

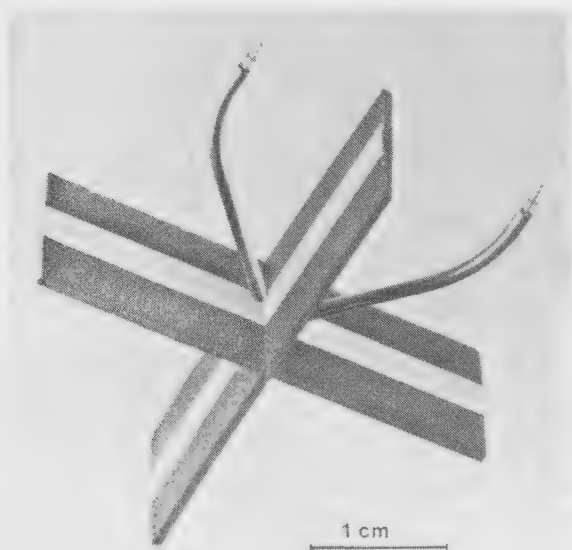


Abb. 2 Ausgeführte Schaltung des Verzweigungspunktes des Hybriden T

Auf Grund der Symmetrie dieser Anordnung können die Leitungen (1) und (2), (3) und (4) bzw. (5) und (6) jeweils als Leitungspaare angesehen werden. Zwei dieser 3 Paare werden mit je einem Breitbandübertrager zusammengefaßt, so daß insgesamt eine Anordnung mit 4 nach außen geführten Leitungen entsteht. In der Abb. 3 werden z.B. die Leitungen (1) und (2) bzw. (5) und (6) miteinander verbunden. Die Übertrager haben dabei die Aufgabe, den Wellenwiderstand der Leitung (a) bzw. (b) an den Widerstand der jeweils parallel geschalteten Leitungspaare anzupassen. Bei gleichen Wellenwiderständen aller Leitungen müssen die Übertrager das Widerstandsübersetzungsverhältnis von $Z_e/Z_a = 2:1$ und somit ein Spannungsübersetzungsverhältnis von $\sqrt{2}:1$ besitzen. Damit hat die Schaltung nach Abb. 3 die Eigenschaften eines Hybriden T.

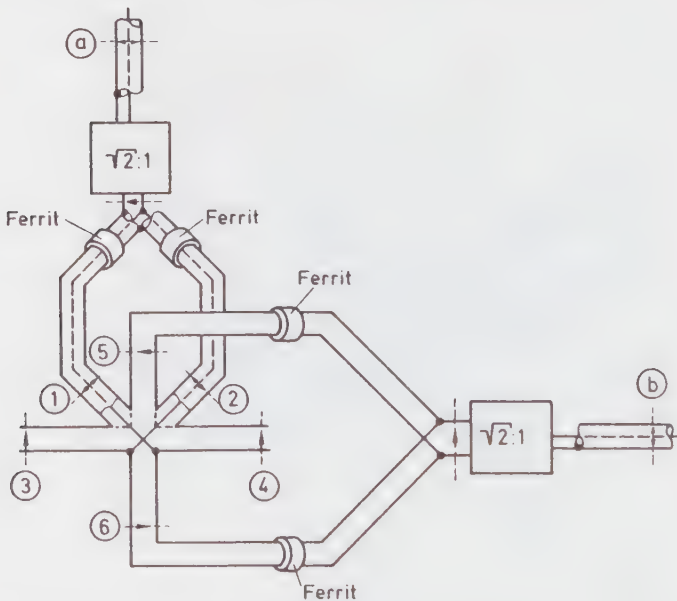
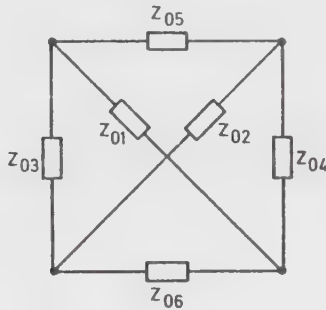


Abb. 3 Schaltung des speziellen Hybriden T

Ist z.B. eine Quelle an die Leitung (a) angeschlossen, so wird deren abgegebene Leistung hälftig auf die Leitungen (1) und (2) verteilt. Die Länge dieser Leitungen ist gleich groß; damit erreichen ihre Spannungen den Verzweigungspunkt zur gleichen Zeit. Dort werden sie überlagert und gelangen in die Leitungen (3), (4), (5) und (6). Die Leitungen (1) und (2) sind dabei voneinander entkoppelt.

Abb. 4 zeigt das Ersatzschaltbild der idealen Leitungsverzweigung (Verzweigungspunkt), in dem die sechs Leitungen durch ihre Wellenwiderstände



$$Z_{01} = Z_{02} = Z_{03} = Z_{04} = Z_{05} = Z_{06}$$

Abb. 4 Ersatzschaltbild des Verzweigungspunktes, in dem die sechs Leitungen durch ihre Wellenwiderstände Z_{01} bis Z_{06} dargestellt werden

Z_{0n} ($n = 1-6$) dargestellt werden. Durch geeignete Maschenumläufe im Ersatzschaltbild kann gezeigt werden, daß sich die an die Leitungsverzweigung angelegten Spannungen in den Leitungen (5) und (6) zu Null und in den Leitungen (3) und (4) zur vollen Amplitude überlagern. Damit sind die Spannungen in den Leitungen (3) und (4) genau so groß wie in den Leitungen (1) und (2). Mit reflexionsfrei abgeschlossenen Leitungen (3) und (4) arbeitet das Hybride T als Leistungsteiler. Werden die Leitungen (3) und (4) jedoch nicht reflexionsfrei abgeschlossen, so treten dort reflektierte Spannungen auf, die unter der Voraussetzung gleicher Leitungslängen von (3) und (4) den Verzweigungspunkt gleichzeitig erreichen und

dort überlagert werden. Die Summe der reflektierten Spannungen wird hälftig auf die Leitungen (1) und (2) aufgeteilt und gelangt somit zurück zur Spannungsquelle in der Leitung (a). In den Leitungen (5) und (6) erscheint jeweils die halbe Differenz der reflektierten Spannungen.

Wird die Spannungsquelle an die Leitung (b) angeschlossen, so gelangt die abgegebene Spannung zunächst ebenfalls nur in die Leitungen (3) und (4), jedoch mit entgegengesetzter Polarität zueinander (180° Phasenverschiebung). Die hier reflektierten Spannungen gelangen in den Verzweigungspunkt und werden dort, mit Berücksichtigung ihrer Polarität, überlagert. In den Leitungen (1) und (2) erscheint auch jetzt deren hälftig aufgeteilte Summe, während durch die Leitungen (5) und (6) deren hälftig aufgeteilte Differenz zurück zur Leitung (b) wandert. Im folgenden wird deswegen die Leitung (a) auch als "Summenleitung" und die Leitung (b) als "Differenzleitung" bezeichnet. Die Leitungen (3) und (4) werden, in Anlehnung an die Bezeichnungsweise des "Magischen T", die "kollinearen Leitungen" genannt.

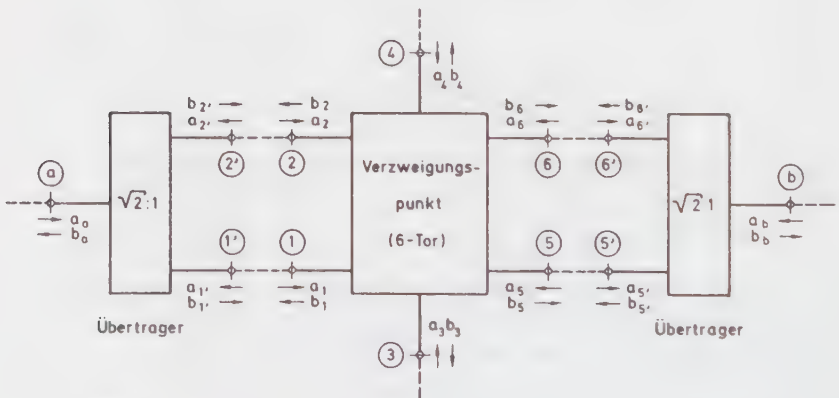


Abb. 5 Ersatzschaltbild des Hybriden T, in dem die Zustandsgrößen in ihrer Wellenform dargestellt sind

Die Beschreibung des Hybriden T nach Abb. 3 erfolgt mit Hilfe seiner Streumatrix [S]. Dabei werden die Zustandsgrößen zur Kennzeichnung einer vorlaufenden Welle, nämlich $a_n = f(U_n^+, I_n^+)$, und einer rücklaufenden Welle, nämlich $b_n = f(U_n^-, I_n^-)$, verwandt /2/. Die vorlaufenden Wellen wandern dabei in das jeweils betrachtete Tor (n) hinein und stellen eine Erregung dar (Abb. 5). Die rücklaufenden Wellen kommen aus dem betrachteten Tor (n) heraus. Es gilt:

$$I_n^+ = \frac{U_n^+}{Z_{On}} \quad (1)$$

und
$$I_n^- = \frac{U_n^-}{Z_{On}}$$

Die Größen a_n und b_n sind als das geometrische Mittel aus Spannung und Strom der entsprechenden Teilwelle des Tores (n) definiert, wobei

$$a_n = |a_n| \exp(j \arccos(a_n)) \quad (2)$$

mit
$$|a_n| = +\sqrt{|U_n^+| |I_n^+|}$$

und
$$\arccos(a_n) = \arccos(U_n^+) = \arccos(I_n^+),$$

sowie
$$b_n = |b_n| \exp(j \arccos(b_n)) \quad (3)$$

mit
$$|b_n| = +\sqrt{|U_n^-| |I_n^-|}$$

und
$$\arccos(b_n) = \arccos(U_n^-) = \arccos(I_n^-)$$

gilt. Mit Gl. (1) ergibt sich

$$a_n = \frac{U_n^+}{+\sqrt{Z_{On}}} = +\sqrt{Z_{On} I_n^+} \quad (4)$$

und
$$b_n = \frac{U_n^-}{+\sqrt{Z_{On}}} = +\sqrt{Z_{On} I_n^-}.$$

Die Transmission einer Welle vom Tor (n) zum Tor (m) wird durch

$$b_m = s_{mn} a_n \quad (m, n = 1 \dots 6, m \neq n) \quad (5)$$

mit Hilfe der Streukoeffizienten s_{mn} ($m \neq n$) (Transmissionskoeffizienten) beschrieben. Die Reflexionskoeffizienten s_{nn} beschreiben die Eigenreflexion des Tores (n), wenn die restlichen Tore reflexionsfrei abgeschlossen sind:

$$b_n = s_{nn} a_n \quad (n = 1 \dots 6). \quad (6)$$

Zur Ableitung der Streumatrix des idealen Hybriden T wird zunächst der Verzweigungspunkt betrachtet. Der Verzweigungspunkt ist ein 6- Tor mit der allgemeinen Streumatrix

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & \dots & s_{1m} & \dots & s_{16} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ s_{n1} & \dots & s_{nm} & \dots & \vdots \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ s_{61} & \dots & \dots & \dots & s_{66} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Die Streukoeffizienten s_{mn} sind zunächst unbekannt. Mit den Voraussetzungen, daß der Verzweigungspunkt isotrop und verlustlos ist, sowie alle Leitungen reflexionsfrei an ihn angeschlossen sind, können sie jedoch bestimmt werden.

a: Wegen der Reziprozität des Verzweigungspunktes gilt

$$s_{mn} = s_{nm} \quad (n, m = 1 \dots 6 \text{ und } n \neq m) \quad (8)$$

b: Die Leitungen (1) und (2), (3) und (4), (5) und (6) sind jeweils voneinander entkoppelt. Damit wird

$$s_{12} = s_{21} = s_{34} = s_{43} = s_{56} = s_{65} = 0. \quad (9)$$

c: Alle Leitungen sind reflexionsfrei an den Verzweigungspunkt angeschlossen, d.h.

$$s_{nn} = 0 \quad (n = 1 \dots 6) \quad (10)$$

d: Wird eine Spannung an eine beliebige Eingangsleitung gelegt, so sind alle Ausgangsspannungen jeweils gleich groß, wobei deren Amplituden gleich der halben Amplitude der Eingangsspannung ist. Die Referenzebenen, an denen die Streukoeffizienten ermittelt werden, sind hier so gelegt, daß sich die Phasenwinkel der Transmissionskoeffizienten zu Null ergeben (Abb. 5). In Abb. 3 sind diese Referenzebenen mit unterbrochenen Linien angegeben und die Richtung der jeweils positiven Spannung ist durch eine entsprechende Pfeilung kenntlich gemacht. Damit ergibt sich

$$s_{31} = s_{41} = s_{51} = -s_{61} = 0,5 \quad (11)$$

$$s_{32} = s_{42} = -s_{52} = s_{62} = 0,5 \quad (12)$$

$$s_{13} = s_{23} = s_{53} = s_{63} = 0,5 \quad (13)$$

$$s_{14} = s_{24} = -s_{54} = -s_{64} = 0,5. \quad (14)$$

Durch Einsetzen der Gl. (8) bis (14) in Gl. (7) erhält man die Streumatrix des Verzweigungspunktes zu

$$[S] = 0,5 \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Die Leitungen (1) und (2) bzw. (5) und (6) werden nun durch Übertrager mit den Leitungen (a) bzw. (b) nach Abb. 3 verbunden. Die (idealen) Übertrager werden durch die Gleichungssysteme (16a) und (16b) beschrieben, wobei der Faktor $x = 0,5$ dadurch zustande kommt, daß zwar die Parallelschaltung der beiden Ausgangsleitungen (1) und (2) bzw. (5) und (6) an den jeweiligen Übertragerausgang reflexionsfrei angepaßt ist, nicht aber jede Leitung für sich. Durch die Parallelschaltung der jeweiligen Leitungen an den Übertragerausgängen

gilt $b_{1'} = b_{2'}$ und $b_{5'} = b_{6'}$. Die Referenzebenen in den Leitungen (1), (2), (5) und (6) werden so gelegt, daß $b_{1'} = a_{1'}$, $b_{2'} = a_{2'}$, $b_{5'} = a_{5'}$ und $b_{6'} = a_{6'}$ gilt. Mit Verwendung des Gleichungssystems (15) ist immer $b_1 = b_2$ und somit $a_{1'} = a_{2'}$ bzw. $b_5 = b_6$ und damit ebenfalls $a_{5'} = a_{6'}$. Mit diesen Überlegungen sind (bei reflexionsfreiem Abschluß der Leitung (a) die Größen $b_{1'}$ und $b_{2'}$ unabhängig von $a_{1'}$ und $a_{2'}$. Analog dazu sind $b_{5'}$ und $b_{6'}$ ebenfalls unabhängig von $a_{5'}$ und $a_{6'}$.

$$\begin{bmatrix} b_a \\ b_{1'} \\ b_{2'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & x\sqrt{2} & x\sqrt{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -x & x \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & x & -x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_a \\ a_{1'} \\ a_{2'} \end{bmatrix} \quad (16a)$$

$$\begin{bmatrix} b_b \\ b_{5'} \\ b_{6'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & x\sqrt{2} & x\sqrt{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -x & x \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & x & -x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_b \\ a_{5'} \\ a_{6'} \end{bmatrix} \quad (16b)$$

Durch Einsetzen der Gleichungssysteme (16) in das Gleichungssystem (15) erhält man die Streumatrix und damit das vollständige Gleichungssystem eines Hybriden T, nämlich

$$\begin{bmatrix} b_3 \\ b_4 \\ b_a \\ b_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_3 \\ a_4 \\ a_a \\ a_b \end{bmatrix} \quad (17)$$

Damit ist nachgewiesen, daß die hier betrachtete Schaltung tatsächlich die Eigenschaften eines Hybriden T besitzt. Diese Eigenschaften sind bekannt /2/, /19/ und sollen hier nicht weiter

diskutiert werden.

Wie in den Abb. 1 und 2 zu sehen war, sind die Leitungen des Verzweigungspunktes in einer 3- dimensionalen Struktur angeordnet. Nach der Art der Anwendung kann es vorteilhaft sein, die Funktion der einzelnen Leitungen zu ändern. Das ist mit einer anderen als der in Abb. 3 dargestellten Zusammenfassung von Leitungspaaren erreichbar. In Abb. 6 werden z.B. die Leitungen (3) und (4) bzw. (5) und (6) miteinander verbunden. Damit ist (c) die Summenleitung, (b) ist die Differenzleitung und die Leitungen (1) und (2) sind die kollinearen Leitungen. In Abb. 7 wird eine dritte Möglichkeit zur Realisierung eines Hybriden T dargestellt. Hier ist ebenfalls (c) die Summenleitung, (a) ist die Differenzleitung und die Leitungen (5) und (6) sind die kollinearen Leitungen. Damit können alle drei Leitungspaare des Verzweigungspunktes die Funktion der kollinearen Leitungen erhalten.

Wird die Richtung der positiven Spannung (sie ist in den Abb. 3, 6 und 7 durch Pfeilung kenntlich gemacht) auf jeweils einer der beiden kollinearen Leitungen umgekehrt, so werden damit die Summen- und Differenzleitungen in allen drei Grundschaltungen des Hybriden T vertauscht. Insgesamt ergeben sich so die in der Tabelle 2 aufgeführten sechs Möglichkeiten zum Aufbau des Hybriden T. Die Versionen 4, 5 und 6 erhält man, indem man die Richtung der positiven Spannung in den überstrichenen kollinearen Leitungen umkehrt.

	1 (Abb.3)	2 (Abb.6)	3 (Abb.7)	4	5	6
Summen- leitung	(a)	(c)	(c)	(b)	(b)	(a)
Differenz- leitung	(b)	(b)	(a)	(a)	(c)	(c)
Kollineare Leitungen	(3), (4)	(1), (2)	(5), (6)	(3), (<u>4</u>)	(1), (<u>2</u>)	(5), (<u>6</u>)

Tab. 2 Zusammenstellung der sechs Möglichkeiten zum Aufbau des Hybriden T.

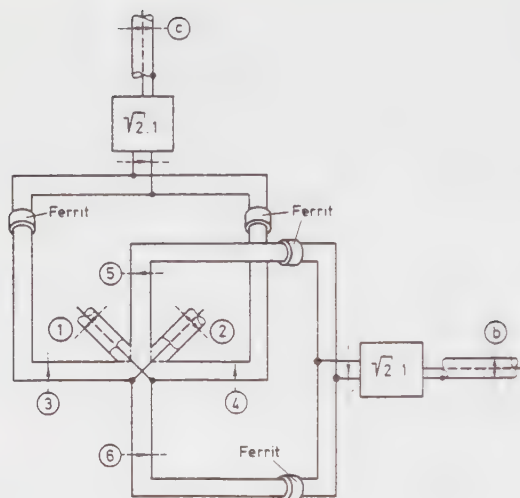


Abb. 6 Zweite mögliche Konfiguration des Hybriden T

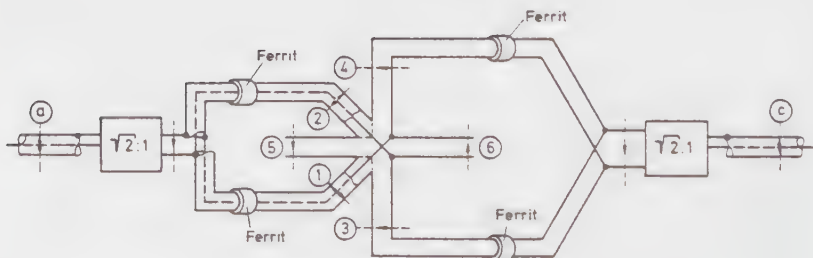


Abb. 7 Dritte mögliche Konfiguration des Hybriden T

Um die gewünschten Übertragungsfunktionen der jeweiligen Hybriden T's zu erreichen, müssen die entsprechenden Leitungspaare an den Übertragerausgängen in der richtigen Weise parallelgeschaltet werden. So sind z.B. in der Abb. 3 jeweils die Innenleiter bzw. die Abschirmungen der Leitungen (1) und (2) miteinander verbunden; hingegen ist in Abb. 7 der Innenleiter der Leitung (2) mit der Abschirmung der Leitung (1) verbunden.

Die verwendeten Breitbandübertrager werden in Abb. 8a dargestellt /15/, /18/, /20/ - /22/. Sie bestehen aus je drei Leitungen, die an ihren Enden in Serie oder parallel so zusammengeschaltet sind, daß sowohl der Eingangswiderstand des Übertragers Z_e an den Innenwiderstand der Quelle ($Z_0 = 50 \Omega$) als auch ihr Ausgangswiderstand Z_a an den Lastwiderstand ($Z_0/2 = 25 \Omega$) angepaßt ist. Beide Seiten des Übertragers sind in erster Näherung durch Ferritperlen, die die einzelnen Leitungen umgeben, voneinander entkoppelt. In der Abb. 8b sind die Leitungen mit ihren Wellenwiderständen am Eingang und Ausgang des Übertragers durch konzentrierte Widerstände ersetzt worden. Bei Anpassung am Übertragereingang gilt $Z_{OTr} = \frac{2}{3} Z_0$ und am Ausgang $Z_{OTr} = \frac{3}{2} Z_0/2$. Mit gleichen Wellenwiderständen für alle Übertragerleitungen kann ein Eingangswiderstand von $Z_0 = 50 \Omega$ nur näherungsweise an einen Ausgangswiderstand von $Z_0/2 = 25 \Omega$ angepaßt werden. Mit $Z_{OTr} = 35 \Omega$ werden die Reflexionsfaktoren am Übertragereingang ($r_e \approx +0,03$) und am Übertragerausgang ($r_a \approx -0,03$) minimal. Für jeden anderen Wert von Z_{OTr} wird wenigstens ein Reflexionsfaktor größer.

Durch die unterschiedliche Zusammenschaltung der Leitungen am Ein- und Ausgang des Übertragers entstehen Kurzschlußschleifen. Eine ausgangsseitige Kurzschlußschleife wird z.B. mit dem Innenleiter der Leitung (III) und der Abschirmung der Leitung (I) erzeugt (Abb. 8a). Sie stellt für tiefe Frequenzen eine parallel zum Ausgang geschaltete Induktivität dar und bewirkt gemeinsam mit der am Eingang liegenden Kurzschlußschleife die untere Grenzfrequenz des Übertragers. Zur Verringerung dieser Grenzfrequenz müssen die Induktivitäten vergrößert werden. Das geschieht, indem man die Leitungen der Kurzschlußschleifen mit Ringkernen aus Ferrit (hier: Ferroxcube 3E3 und 3B) ummantelt.

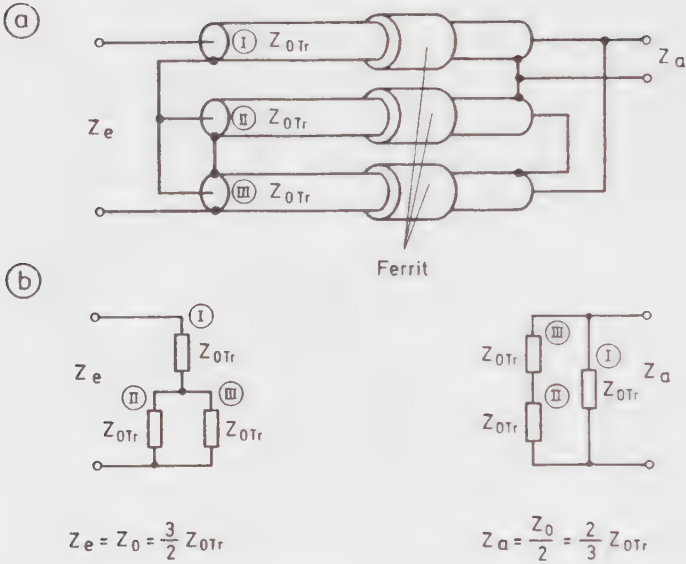


Abb. 8 a: Leitungs- Breitbandübertrager mit dem Widerstands- Übersetzungsverhältnis von $Z_e/Z_a \approx 2 : 1$
 b: Ersatzschaltbilder des Übertragereinganges und -ausganges.

Bei Frequenzen mit den Wellenlängen $\lambda = 2l/n$ (l ist die Länge der jeweiligen Kurzschlußschleife und $n = 1, 2, 3, \dots$) wird der Kurzschluß am Ende der betreffenden Kurzschlußschleife an ihren Anfang transformiert. Der Eingang bzw. der Ausgang des Übertragers stellt somit bei diesen Frequenzen einen Kurzschluß dar. Die Übertragungsfunktion zeigt hier deswegen Dämpfungsmaxima. Ihre Größe kann zwar durch Verluste im Magnetmaterial reduziert, aber im allgemeinen nicht ganz zu Null gemacht werden. Damit die Dämpfungen möglichst wenig störend in Erscheinung treten, sollten sie z.B. durch die Wahl entsprechend kurzer Übertragerleitungen (die Länge der Kurzschlußschleifen wird dann klein) in den Bereich der oberen Grenzfrequenz des Übertragers gelegt werden. Andererseits werden mit geringerer Länge der Kurzschlußschleifen auch deren Induktivitäten kleiner, so daß damit die untere Grenzfrequenz ansteigt. Entsprechend der Anwendung des Übertragers muß hier ein Kompromiß gefunden werden.

Die obere Grenzfrequenz eines Leitungsübertragers wird im wesentlichen durch die Struktur und die räumliche Ausdehnung der Leitungsverbindungen an seinem Eingang und Ausgang festgelegt. Zum Erreichen einer hohen oberen Grenzfrequenz müssen beide "Verbindungspunkte" räumlich so klein wie möglich gehalten werden. Dabei gilt die allgemeine Tendenz, daß diese "Verbindungspunkte" und damit deren Stoßstellen umso größer werden, je mehr Übertragerleitungen miteinander verbunden werden. Andererseits sind jedoch mindestens drei Leitungen erforderlich, um einen Eingangswiderstand von 50Ω an einen Lastwiderstand von 25Ω anzupassen.

Bei den hier verwendeten Übertragern werden die Leitungsverbindungen in zwei Stufen durchgeführt: zunächst werden die Koaxialleitungen der Übertrager mit wenige mm langen Bandleitungen verbunden, die ihrerseits dann mit einer räumlichen T-Verzweigung vereinigt werden. In Abb. 9 wird die geometrische Zusammenschaltung des Übertragereinganges (Abb. 9a) und des Übertragerausganges (Abb. 9b) dargestellt. Die einzelnen Übertragerleitungen sind hier mit den gleichen Nummern gekennzeichnet wie in Abb. 8.

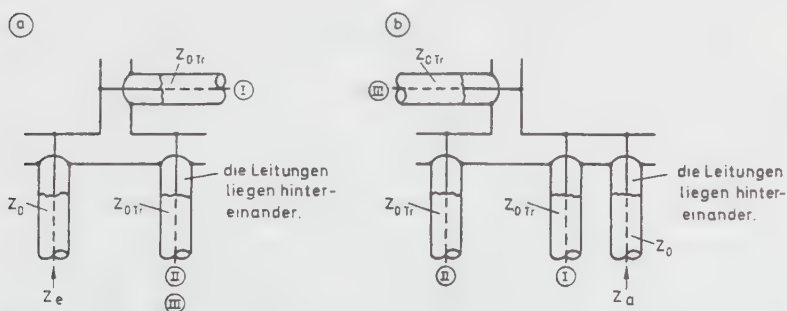


Abb. 9 Geometrische Darstellung der Leitungszusammenführung am Übertragereingang und -ausgang

2.2 EXPERIMENTELLE ERGEBNISSE UND IHRE DISKUSSION

Die Bandbreite des Hybriden T wird, wie schon erwähnt, durch die Übertrager eingeschränkt. In der Abb. 10 ist das Übertragungsverhalten des Hybriden T als Funktion der Frequenz dargestellt. Dort sind die (gemessenen) Verluste a/dB zwischen den Eingängen (a) bzw. (b) und den Leitungen (3) und (4) (Abb. 3) aufgetragen. Die Betriebsdämpfung im Durchlaßbereich ist etwa $0,6 \text{ dB}$. Die obere Grenzfrequenz ergibt sich zu $f_o = 5 \text{ GHz}$ und die untere zu $f_u = 2,4 \text{ MHz}$, womit eine Bandbreite von mehr als 3 Dekaden erreicht wird.

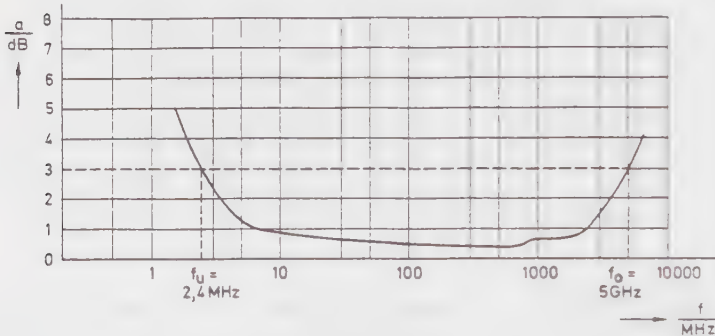


Abb. 10 Übertragungsverluste a/dB des Hybriden T als Funktion der Frequenz

Zum Erreichen einer hohen oberen Grenzfrequenz werden die Übertragerleitungen in zwei Stufen zusammengeschaltet (Abb. 9). Mit gut dimensionierten Koaxial- Bandleitungsübergängen können obere Grenzfrequenzen von etwa 11 GHz erreicht werden /23/. Die obere Grenzfrequenz der hier vorliegenden einfachen räumlichen T- Verzweigung (Serienverzweigung) ist aller Wahrscheinlichkeit nach größer als 11 GHz , weil sie in der komplizierteren Struktur einer räumlichen Doppel-T-Verzweigung, wie sie im Prinzip im Verzweigungspunkt vorliegt, zu etwa 12 GHz ermittelt wurde.

Diese obere Grenzfrequenz von etwa 12 GHz wurde zwischen den Leitungen (3), (4), (5) und (6) des Verzweigungspunktes gemessen. Von den Leitungen (1) und (2) zu den Leitungen (3), (4), (5) und (6) hingegen wurde eine obere Grenzfrequenz von etwa 7 GHz ermittelt. Die hohe obere Grenzfrequenz von etwa 12 GHz existiert jeweils zwischen den Bandleitungen. Sie wird dadurch verursacht, daß bei dieser Frequenz die Ausdehnung des Verzweigungspunktes in die Ausbreitungsrichtung der elektrischen Wellen nicht mehr vernachlässigbar klein gegenüber der Wellenlänge ist. Bei 12 GHz ist in glasfaserverstärktem Teflon ($\epsilon_r = 2,2$) die Wellenlänge $\lambda = 17$ mm. Bei einer Substratstärke von 1 mm ist mit der Diagonalen d des Verzweigungspunktes $d/\lambda = 0,083$. Damit ist der Verzweigungspunkt hier nicht mehr als konzentriert anzusehen.

Die andere Grenzfrequenz von etwa 7 GHz wird zusätzlich durch die nicht vernachlässigbaren inneren Induktivitäten der Koaxial- Innenleiter im Verzweigungspunkt verursacht (Abb. 1). Diese Leitungsabschnitte sind bei einer Substratstärke von 1 mm etwa $\sqrt{2}$ mm lang. Eine einfache Betrachtung der beiden oberen Grenzfrequenzen führt mit Berücksichtigung der oberen Grenzfrequenz des Meßsystems zu je einer Gesamtinduktivität von etwa 2 nH für die beiden Koaxial- Innenleiterabschnitte.

Wie aus Abb. 3 zu ersehen ist, bilden sowohl die Innenleiter der Leitungen (1) und (2) bzw. (5) und (6) als auch deren Abschirmungen Kurzschlußschleifen. Die der Leitungen (1) und (2) liegen z.B. parallel zu den Leitungen (5) und (6). Obwohl der Verzweigungspunkt selber auch Gleichspannungen übertragen kann, wird doch insgesamt durch die Induktivitäten der Kurzschlußschleifen eine untere Grenzfrequenz f_{u1} verursacht. Soll f_{u1} klein werden, so müssen die Induktivitäten groß, d.h., die Leitungen (1), (2), (5) und (6) müssen lang gemacht und mit Ferritringen (hier: Ferroxcube 3E3 und 4B6) ummantelt werden. Mit Leitungslängen von je 10 cm ist $f_{u1} = 55$ kHz und liegt damit weit unterhalb der dann durch die beiden Übertrager vorgegebenen unteren Grenzfrequenz von $f_u = 2,4$ MHz (Abb. 10).

Die Isolation (Dämpfung) zwischen je zwei voneinander entkoppelten Leitungen des Hybriden T hängt bei hohen Frequenzen stark von der geometrischen Symmetrie des Verzweigungspunktes ab.

Aus diesem Grund wird auch auf die mechanische Konstruktion des Verzweigungspunktes näher eingegangen. Die Herstellung eines Verzweigungspunktes erfolgt im wesentlichen in zwei Schritten:

a: Zunächst werden die Bandleitungen (3) und (4) bzw. (5) und (6) auf zwei Teflonsubstraten hergestellt. In Abb. 11 sind die beiden Substrate und die jeweils sichtbaren Leiterbahnen der Leitungen (3), (4), (5) und (6) (schraffiert) dargestellt. In beide Substrate wird je ein Schlitz mit der Breite a eingearbeitet, wobei a gleich der Substratstärke ist. Mit dem Ineinanderschieben beider Substrate ergibt sich ein rechtwinkliges Kreuz, in dem alle 4 Bandleitungen genau übereinander stehen. Die Leiterbahnen werden an den Stellen, an denen später keine Löcher zur Aufnahme der Koaxialleitungen gebohrt werden, mit kleinen Lötunkten miteinander verbunden und so fixiert.

b: Beide Koaxialleitungen werden symmetrisch, d.h. mit jeweils gleichem Abstand von den Bandleitungskanten angebracht. Durch Messungen wurde festgestellt /24/, daß es

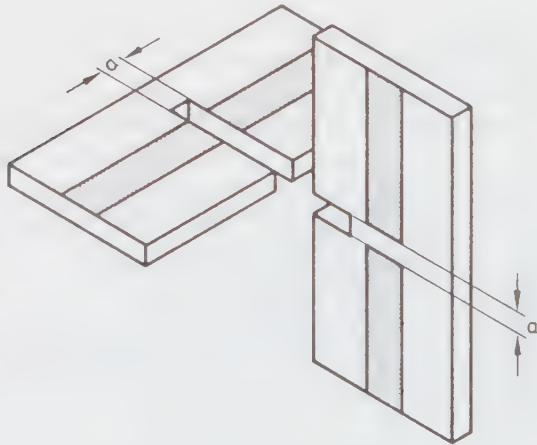


Abb. 11 Darstellung der vier Bandleitungen (3) - (6) zur Montage des Verzweigungspunktes

unerheblich ist, ob die Koaxialleitungen direkt am Rand der Bandleitungen oder mehr in deren Mitte positioniert werden. Hier werden die Verzweigungspunkte so hergestellt, daß die Abschirmung der Koaxialleitungen auf den Bandleitungskanten liegen (siehe Abb. 1). Zur Montage der Leitungen (1) und (2) werden zunächst kleine Bohrungen (mit einem Durchmesser von 0,3 mm) zur Aufnahme der Koaxial-Innenleiter diagonal durch den Verzweigungspunkt gemacht. Anschließend werden dickere Löcher mit dem Durchmesser $D = 1,3 \text{ mm}$ etwa halb durch den Verzweigungspunkt nachgebohrt. Diese großen Bohrungen nehmen die Abschirmungen der Koaxialleitungen auf. In der Abb. 12 ist der Verzweigungspunkt in einer Querschnittsebene dargestellt, die durch die Bohrungen zur Aufnahme der Koaxialleitung (1) geht.

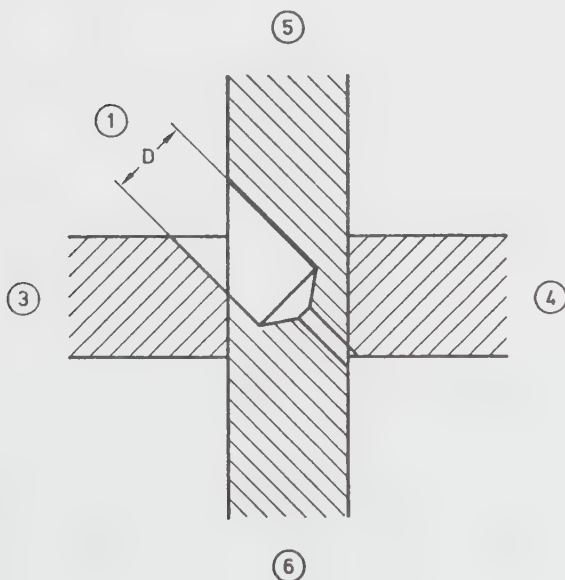


Abb. 12 Anordnung der Diagonalbohrungen durch den Verzweigungspunkt zur Aufnahme der Koaxialleitung (1)

Durch unterschiedlich weites Einschieben der beiden Koaxialleitungen in die Löcher kann der Verzweigungspunkt für hohe Frequenzen abgeglichen werden. Dieser Abgleich erfolgt dadurch, daß sich die elektrischen Felder z.B. aus den Leitungen (1) und (2) mit unterschiedlich tiefem Eindringen dieser Leitungen in den Verzweigungspunkt auch unterschiedlich auf die Leitungen (3), (4), (5) und (6) aufteilen. Bei tieferen Frequenzen erfolgt die Aufteilung der elektrischen Felder im wesentlichen nach den Wellenwiderständen der Leitungen und deren Abschlüssen. Mit Hilfe dieses Abgleiches kann bei dem in Abb. 3 dargestellten Hybriden T von der Leitung (a) zu den Leitungen (5) und (6) in dem gesamten Übertragungsbereich eine Isolation (Dämpfung) von größer oder gleich 40 dB erreicht werden (Abb. 13).

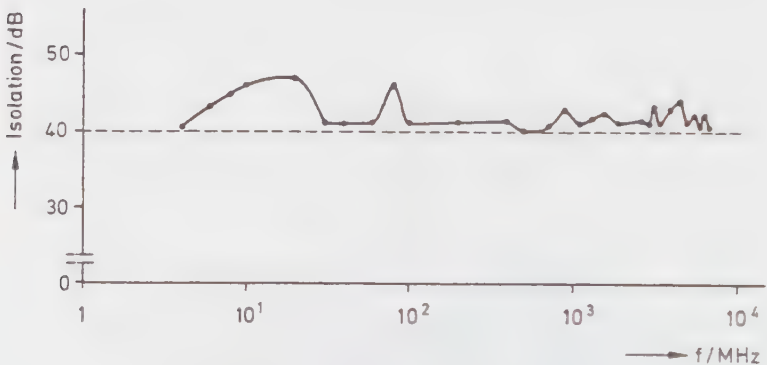


Abb. 13 Isolation (Dämpfung) zwischen den entkoppelten Leitungen (a) und (5) bzw. (6)

Nach der Art der Unsymmetrien, die die endliche Isolation bewirken, enthalten die Ausgangsspannungen in den Leitungen (5) und (6) nicht nur gleichphasige Komponenten, (bezogen auf die Pfeilung in Abb. 3) sondern auch solche mit einer Phasenverschiebung von 180° . Gleich große Komponenten mit entgegengesetzter Phasenlage in den Leitungen (5) und (6) werden jedoch vom Übertrager in der Leitung (b) nicht übertragen. Damit ist die Isolation zwischen den Leitungen (a) und (b) größer als 40 dB. Reihenmessungen /24/ haben im Mittel eine um 8 dB höhere Isolation

von (a) nach (b) ergeben als von (a) nach (5) und (6).

Mit einer Verkleinerung der Substratstärke und der damit verbundenen Reduzierung aller Abmessungen des Verzweigungspunktes kann für diesen eine Erhöhung der oberen Grenzfrequenz erwartet werden. Jedoch muß bedacht werden, daß mit einer Verringerung der Substratstärke auch die mechanische Stabilität der Anordnung sinkt. Weiterhin ist zu erwarten, daß die geforderte hohe geometrische Symmetrie des realen Verzweigungspunktes schwerer zu erreichen ist und eine Abgleichmöglichkeit durch unterschiedlich starkes Einschieben der beiden Koaxialleitungen in den Verzweigungspunkt entfällt. Damit wäre eine Reduzierung der Isolation bei hohen Frequenzen verbunden.

Die Verwendung von Aluminiumoxyd- Keramik (Al_2O_3) als Substratmaterial hätte den Vorteil einer hohen mechanischen Stabilität der gesamten Anordnung sowie von guten Hochfrequenzeigenschaften. Ferner könnten hybrid- integrierte Schaltungen in die kollinearen Leitungen eingefügt werden. Diesen Vorteilen stehen jedoch erhebliche Nachteile gegenüber:

- a: Durch die große Härte des Materials können die Diagonalbohrungen für die Leitungen (1) und (2), wenn überhaupt, nur sehr schwer angebracht werden. Ultraschallbohrungen können nur senkrecht angebracht und deswegen nicht durchgeführt werden.
- b: Eine Abgleichmöglichkeit des Verzweigungspunktes entfällt deswegen.
- c: Durch die recht hohe relative Dielektrizitätskonstante von $\epsilon_r = 10$ werden die Wellenlängen λ im Substrat auf etwa $1/3$ der Wellenlänge im Vakuum reduziert. Damit wird das Verhältnis d/λ bei einer bestimmten Frequenz groß und die obere Grenzfrequenz des Verzweigungspunktes klein (d ist die Diagonale durch den Verzweigungspunkt).

3. GRUNDSÄTZLICHE BETRACHTUNG ZUR ANWENDUNG DES BREITBANDIGEN HYBRIDEN T IN DER SUBNANOSEKUNDEN- IMPULSTECHNIK

In diesem Kapitel wird die Anwendung des Hybriden T in Impulsregeneratoren prinzipiell beschrieben. Für diese Betriebsweise kann das hier verwendete Hybride T so modifiziert werden, daß seine Übertragungsbandbreite sowohl zu den hohen als auch zu den tiefen Frequenzen hin erheblich erweitert wird. Die Modifikationen werden, einschließlich der sich daraus ergebenden Änderungen im Übertragungsverhalten, anschließend beschrieben.

3.0 EINFÜHRUNG

Werden an dem Hybriden T nach Abb. 3 die beiden kollinearen Leitungen (3) und (4) mit den Reflexionsfaktoren r_3 und r_4 gemäß Abb. 14 abgeschlossen, so sind die Transmissionskoeffizienten der resultierenden Schaltung (ein 2- Tor) zwischen den Leitungen (a) und (b) proportional zur Differenz $r_3 - r_4$. An die Leitung

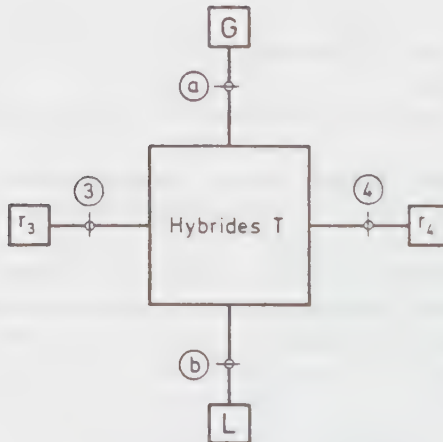


Abb. 14 Prinzipielle Beschaltung des Hybriden T nach Abb. 3 zur Anwendung in Impulsregeneratoren

(a) wird dabei ein Generator (G) angeschlossen und an (b) die Last (L), an der das Ausgangssignal gemessen wird. Das Ausgangssignal ist dann Null, wenn $r_3 = r_4$ ist. Solch eine Schaltung kann z.B. in der Weise verwendet werden, daß durch Vergleich mit einem bekannten (und nach Betrag und Phasenwinkel einstellbaren) Reflexionsfaktor r_3 (oder r_4) der jeweils andere, unbekannte Reflexionsfaktor über einen Nullabgleich am Ausgang ermittelt wird. In der in Kap. 3.2 beschriebenen Anwendung des Hybriden T in Impulsregeneratoren sind die beiden Reflexionsfaktoren r_3 und r_4 bekannt und einstellbar. Mit einer bestimmten Eingangsspannung u_a in der Leitung (a) und einer definierten Differenz $r_3 - r_4$ ist auch die Größe des Ausgangssignales an (b) festgelegt.

Mit den Wellengrößen a_3 , a_4 , b_3 und b_4 nach Abb. 5 gilt:

$$\begin{aligned} a_3 &= r_3 b_3 \\ a_4 &= r_4 b_4 \end{aligned} \tag{18}$$

Durch Einsetzen der Gl. (18) in das Gleichungssystem (17) und anschließender Umformung erhält man

$$\begin{bmatrix} b_a \\ b_b \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} r_3 + r_4 & r_3 - r_4 \\ r_3 - r_4 & r_3 + r_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_a \\ a_b \end{bmatrix} \tag{19}$$

In den Impulsregeneratoren wird das Hybride T ausschließlich in einer Richtung, mit der Eingangsleitung (a) und der Ausgangsleitung (b), betrieben. Ist am Ende der Leitung (b) der Reflexionsfaktor (der Last) $r_b = 0$, so folgt: $a_b = 0$. Damit ist die Ausgangsgröße des Impulsregenerators

$$b_b = \frac{1}{2} (r_3 - r_4) a_a \tag{20}$$

Die Wellengrößen a_a und b_b können mit Hilfe der Gl. (4) in Spannungen und Ströme umgerechnet werden. Z_{On} ist dort der Wellenwiderstand der Leitung (n) und für alle Leitungen gleich groß.

Man erhält

$$U_b^- = \frac{1}{2} (r_3 - r_4) U_a^+ . \quad (21)$$

Diese Gleichung stellt die Grundlage für die in dieser Arbeit beschriebenen Anwendung des Hybriden T in Impulsregeneratoren dar.

Der Teil, der durch Reflexionen an r_3 und r_4 zurück zur Quelle läuft, ist mit Gl. (19) und $r_b = 0$

$$b_a = \frac{1}{2} (r_3 + r_4) a_a \quad (22)$$

bzw. nach Umformung mit Gl. (4)

$$U_a^- = \frac{1}{2} (r_3 + r_4) U_a^+ . \quad (23)$$

Der Eigenreflexionsfaktor $r_a = \frac{b_a}{a_a}$ des Impulsregenerators lautet

$$r_a = \frac{1}{2} (r_3 + r_4) .$$

3.1 MODIFIKATIONEN DES BREITBANDIGEN HYBRIDEN T

Soll das Hybride T, wie z.B. hier, ausschließlich in einer Richtung betrieben werden, so kann man es durch Entfernen des Übertragers aus der Differenzleitung modifizieren. In diesem Fall erhält die Schaltung zwei Ausgangsleitungen. Sind diese beiden Leitungen gleich lang und werden sie mit gleichen Reflexionsfaktoren abgeschlossen, so ändert sich das prinzipielle Verhalten der Gesamtschaltung nicht. Diese Betriebsweise hat zwei wesentliche Vorteile:

- a: Die durch den Ausgangsübertrager verursachte Bandbegrenzung im Frequenzbereich entfällt. Wie bereits gezeigt wurde, ist die obere Grenzfrequenz des Verzweigungspunktes mit etwa 12 GHz zwischen den Leitungen (3), (4), (5) und (6) erheblich höher, als die obere Grenzfrequenz des Übertragers.
- b: Wird das so modifizierte Hybride T mit zusätzlichen weiteren Bauelementen, z.B. in den kollinearen Leitungen

oder Ausgangsleitungen beschaltet, so können diese räumlich sehr nah am Verzweigungspunkt positioniert werden, wenn die entsprechenden Leitungen als Bandleitungen ausgeführt sind. Dadurch können wesentliche Laufzeiten zwischen den hinzugefügten Bauelementen und dem Verzweigungspunkt und damit zusätzliche, störende Reflexionen vermieden werden. Das kann von erheblicher Bedeutung sein, wenn die Impedanzen der Zusatzschaltungen nicht an die Wellenwiderstände der Leitungen anpaßbar sind, was z.B. in der Impulstechnik bei einer Verwendung von schaltenden Elementen (z.B. Dioden) oft der Fall ist.

Mit solchen nah am Verzweigungspunkt angeordneten Schaltungen können die Ströme in den einzelnen Leitungen in einer quasi-stationären Betrachtung ermittelt werden. Diese gilt für alle Frequenzen, deren Wellenlängen groß sind verglichen mit den Abständen der Zusatzschaltungen zum Verzweigungspunkt. Insbesondere bei tieferen Frequenzen ist das erfüllt. Die Spannungen im Verzweigungspunkt teilen sich dann nicht mehr nach den Wellenwiderständen der Leitungen (1) bis (6) auf, sondern entsprechend den Impedanzen Z_n der in den Leitungen (n) ($n = 1 \dots 6$) liegenden Schaltungen.

Zur Berechnung der Ströme in den Leitungen (3), (4), (5) und (6) wird wieder die Grundsaltung des Hybriden T nach Abb. 3 gewählt, aus der der Übertrager in der Leitung (b) entfernt worden ist. Diese Grundsaltung wird hier aus zwei Gründen angewendet: zum einen sind sowohl die kollinearen als auch die Ausgangsleitungen als Bandleitungen ausgeführt, so daß Zusatzschaltungen in diesen Leitungen tatsächlich sehr nah (im Abstand von wenigen mm) am Verzweigungspunkt angebracht werden können. Zum anderen sollen im folgenden in die kollinearen Leitungen sehr schnell schaltende Bauelemente (Speicherschalttdioden) eingefügt werden. Da der Verzweigungspunkt einen Tiefpass mit der oberen Grenzfrequenz von $f_0 \approx 12$ GHz darstellt, erfolgt eine Sprungantwort mit der Anstiegszeit von $t_r \approx 0,35/(f_0) \approx 29$ ps. Damit können die Schaltflanken der Speicherschalttdioden mit einer Anstiegszeit von 50 ps nahezu unverzerrt übertragen werden.

Es sei angenommen, daß die Quelle reflexionsfrei mit der Leitung (a) verbunden ist, so daß $Z_1 = Z_2 = Z_{01} = Z_{02}$ gilt.

Für die restlichen 4 Impedanzen des Verzweigungspunktes gilt zunächst $Z_3 \neq Z_4 \neq Z_5 \neq Z_6$, d.h. auch die beiden Impedanzen in den Ausgangsleitungen (5) und (6) sind beliebig groß. Mit Hilfe der Brückenersatzschaltung des Verzweigungspunktes nach Abb. 4 ergeben sich die Ströme i_3 und i_4 in den kollinearen Leitungen zu

$$i_3 = \frac{1 + \frac{2Z_5}{Z_1 + Z_4} + \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6} \frac{Z_4 - Z_1}{Z_1 + Z_4}}{Z_1 + Z_3 + Z_5 \left(1 + \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1 + Z_4}\right) + \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6} \frac{Z_3 Z_4 - Z_1^2}{Z_1 + Z_4}} \sqrt{2} u_a \quad (25)$$

$$i_4 = \frac{1 + \frac{2Z_5}{Z_1 + Z_3} + \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6} \frac{Z_3 - Z_1}{Z_1 + Z_3}}{Z_1 + Z_4 + Z_5 \left(1 + \frac{Z_1 + Z_4}{Z_1 + Z_3}\right) + \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6} \frac{Z_3 Z_4 - Z_1^2}{Z_1 + Z_3}} \sqrt{2} u_a \quad (26)$$

U_a ist eine an die Eingangsleitung (a) angelegte Spannung. Auf Grund der Symmetrie des Verzweigungspunktes geht der Strom i_4 aus i_3 durch Vertauschen der Indizes der Widerstände Z_3 und Z_4 hervor.

Die Ströme in den Lastwiderständen Z_5 und Z_6 sind

$$i_5 = \frac{Z_3 - Z_4}{(Z_1 + Z_3) \left[Z_1 + Z_5 + Z_4 \left(1 + \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6}\right) + \frac{Z_1 + Z_4}{Z_1 + Z_3} \frac{Z_5 Z_6 - Z_1^2}{Z_1 + Z_6} \right]} \sqrt{2} u_a \quad (27)$$

$$i_6 = \frac{Z_1 + Z_5}{Z_1 + Z_6} i_5 \quad (28)$$

Wie man sieht, sind die Ströme i_5 und i_6 eine Funktion von $z_3 - z_4$. Sie sind zwar mit allen Widerständen z_3, z_4, z_5 und z_6 verknüpft und deswegen nicht unabhängig voneinander, jedoch wird damit die hier beschriebene Anwendung der Anordnung nicht grundsätzlich beeinträchtigt.

Mit der Forderung nach gleichen Lastwiderständen ($z_5 = z_6$), wobei diese Widerstände aber nicht gleich den Wellenwiderständen z_{05} und z_{06} sein müssen, vereinfachen sich die Gl. (25) bis (28) erheblich:

$$i_3 = \frac{2 (z_4 + z_5)}{(z_1 + z_3) (z_4 + z_5) + (z_1 + z_4) (z_3 + z_5)} \sqrt{2} u_a \quad (29)$$

$$i_4 = \frac{2 (z_3 + z_5)}{(z_1 + z_3) (z_4 + z_5) + (z_1 + z_4) (z_3 + z_5)} \sqrt{2} u_a \quad (30)$$

$$i_5 = \frac{z_3 - z_4}{(z_1 + z_3) (z_4 + z_5) + (z_1 + z_4) (z_3 + z_5)} \sqrt{2} u_a \quad (31)$$

$$i_6 = i_5.$$

Erst bei reflexionsfreiem Abschluß der Leitungen (5) und (6) ($z_5 = z_6 = z_{05} = z_{06}$) sind die Leitungen (3) und (4) und damit auch die Ströme i_3 und i_4 voneinander entkoppelt:

$$i_3 = \frac{1}{z_1 + z_3} \sqrt{2} u_a \quad (32)$$

$$i_4 = \frac{1}{z_1 + z_4} \sqrt{2} u_a. \quad (33)$$

Die Ausgangsströme sind hier

$$i_5 = i_6 = \frac{1}{2} \frac{z_3 - z_4}{(z_1 + z_3)(z_1 + z_4)} \sqrt{2} u_a \quad (34)$$

Diese Gleichung stellt denselben Sachverhalt wie Gl. (21) dar. Mit dem Ansatz $u_a + U_a = U_a^+ + U_a^- = U_a^+ (1 + r_a)$ und mit Verwendung der Gln. (23), (24) und (16) können beide Gleichungen ineinander überführt werden.

Durch eine konzentrierte Bauweise der Schaltung, d.h. mit der Vermeidung von wesentlichen Laufzeiten zwischen den Widerständen z_3 , z_4 , z_5 und z_6 kann eine Leistungsanpassung zwischen den Lastwiderständen z_5 bzw. z_6 und dem Verzweigungspunkt erreicht werden. Durch $z_3 \neq z_{03}$ und $z_4 \neq z_{04}$ hängen seine Innenwiderstände z_{in} von den Lastwiderständen ($z_{i5} = f(z_6)$ und $z_{i6} = f(z_5)$) ab. z_{i5} ist dabei der Innenwiderstand, der aus der Leitung (5)

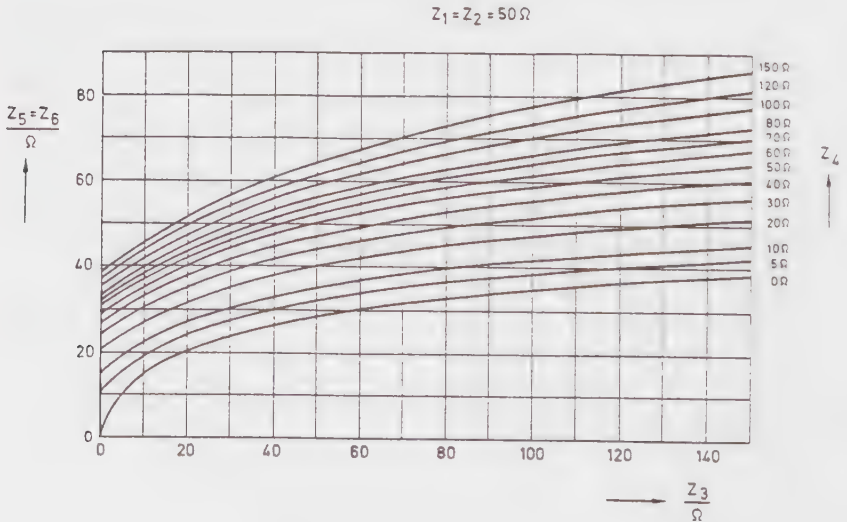


Abb. 15 Größe der Lastwiderstände z_5 und z_6 bei einer Leistungsanpassung an den Verzweigungspunkt als Funktion von z_3 und z_4

in den Verzweigungspunkt hineingesehen wird und Z_{i6} der aus der Leitung (6). Aus diesem Grund wurde für die Ableitung der Gl. (35) $Z_5 = Z_6$ angenommen. Das ist praktisch immer realisierbar. Gl. (35) gibt die Größe der Lastwiderstände Z_5 und Z_6 für den Fall der Leistungsanpassung an:

$$Z_5 = Z_6 = \sqrt{\frac{Z_1 Z_4 (Z_1 + Z_3) + Z_1 Z_3 (Z_1 + Z_4)}{2 Z_1 + Z_3 + Z_4}} \quad (35)$$

In Abb. 15 ist diese Gleichung mit $Z_1 = Z_2 = 50 \Omega$ graphisch dargestellt. Die Innenwiderstände des Verzweigungspunktes steigen dabei stetig mit größer werdenden Z_3 und Z_4 an.

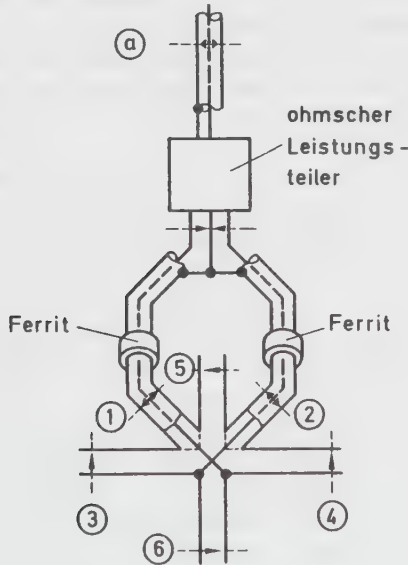


Abb. 16 Modifiziertes Hybrides T

In dem bisher beschriebenen modifizierten Hybriden T kann u.U. auch der Übertrager aus der Summenleitung (a) entfernt und durch einen ohmschen Leistungsteiler ersetzt werden (Abb. 16). Damit wird zwar ein Leistungsverlust von 6 dB im Leistungsteiler

bewirkt, jedoch kann die Bandbreite der resultierenden Schaltung um 2 Dekaden und mehr erweitert werden. Die untere Grenzfrequenz f_u wird dann durch die aus den Abschirmungen der Leitungen (1) und (2) gebildete Kurzschlußschleife festgelegt. Mit einer Länge der Leitungen (1) und (2) von 10 cm wird $f_u = 55$ kHz erreicht. Sind die beiden Leitungen noch länger und/oder werden sie mit weiteren Ferritperlen ummantelt, so ergibt sich eine noch tiefere untere Grenzfrequenz. Die obere Grenzfrequenz der Anordnung beträgt hier etwa 7 GHz und wird durch die Übergänge von den Leitungen (1) und (2) auf die Leitungen (3), (4), (5) und (6) im Verzweigungspunkt festgelegt. Die obere Grenzfrequenz von etwa 12 GHz zwischen den Leitungen (3), (4), (5) und (6) bleibt unverändert bestehen. Diese Schaltung besitzt damit eine Übertragungsbandbreite von mehr als 5 Dekaden. Voraussetzung für die Nutzbarkeit dieser Bandbreite ist, daß der Leistungsteiler selber entsprechend breitbandig ist. Dieser Punkt bereitet jedoch keine Schwierigkeit, da von 0- 18 GHz spezifizierte Leistungsteiler kommerziell erhältlich sind.

3.2 IMPULSGENERATION UND -REGENERATION MIT HILFE DES HYBRIDEN T UND VON SPEICHERSCHALTDIODEN

3.2.1 EINFÜHRUNG

Wie bereits erwähnt, soll das hier beschriebene Hybride T unter Verwendung der in Abb. 14 dargestellten prinzipiellen Beschaltung zur Impulsregeneration angewandt werden. Dort werden zwei in den kollinearen Leitungen liegende Reflexionsfaktoren r_3 und r_4 miteinander verglichen. Bei Ungleichheit beider Reflexionsfaktoren erscheint am Ausgang der Schaltung ein Signal, das proportional zur Generatorspannung u_a und zur Differenz $r_3 - r_4$ (Gl. (21)) bzw. eine Funktion von $Z_3 - Z_4$ ist (Gl. (34)).

Zur Erzeugung der Reflexionsfaktoren, wie sie in diesem Fall der angestrebten Regeneration von sehr kurzen Impulsen im Subnanosekunden- Bereich benötigt werden, bieten sich Speicherschaltioden an, da

- a) der Impedanzunterschied zwischen einer leitenden und einer sperrenden Diode sehr groß ist,
- b) die Übergangszeit vom leitenden in den sperrenden Zustand der Dioden in der sehr kurzen Zeit von etwa 50 ps erfolgen kann und
- c) der Übergang zwischen den beiden Diodenzuständen mit einem äußeren Strom definiert gesteuert werden kann.

Eine weitere Eigenschaft der Speicherschaltioden ist hier ebenfalls von großer Bedeutung: eine mit dem Flußstrom in die Diode gebrachte Ladung wird relativ lange Zeit gespeichert. Die hierfür maßgebliche Ladungsträgerlebensdauer ist bei handelsüblichen Dioden etwa 10^3 mal größer als die Zeitkonstante des Schaltvorganges.

In der hier beschriebenen gemeinsamen Anwendung von modifizierten Hybriden T's und Speicherschaltioden werden diese Diodeneigenschaften zur Regeneration von Impulsen ausgenutzt. Wie bereits in der Vergangenheit gezeigt wurde /25/ - /28/, können Impulse bei Verwendung von Speicherschaltioden in speziellen (anderen) Schaltungen regeneriert werden. Dabei erfolgt eine

Impulsamplitudenverstärkung und eine Wiederherstellung sowohl der Impulsform als auch der zeitlichen Impulslage.

Wegen ihrer Bedeutung für das Verhalten der Regeneratorschaltungen sind die Speicherschaltioden mit ihren hier wesentlichen Eigenschaften im Anhang beschrieben. Weiterhin werden im Anhang die grundsätzliche Funktionsweise von Impulsregeneratoren mit Speicherschaltioden an Hand einer bereits bekannten Grundschaltung /27/, /28/ erläutert und einige wesentliche Eigenschaften diskutiert.

3.2.2 PRINZIP DER IMPULSGENERATION UND -REGENERATION

Mit dem in Abb. 14 dargestellten Blockschaltbild wird nun ein Impulsregenerator realisiert. Die Erzeugung der Reflexionsfaktoren r_3 und r_4 erfolgt dabei durch die Impedanzen von Speicherschaltioden. Die prinzipielle Funktionsweise der Schaltung soll mit Hilfe von Abb. 17 erläutert werden. Zum besseren Verständnis

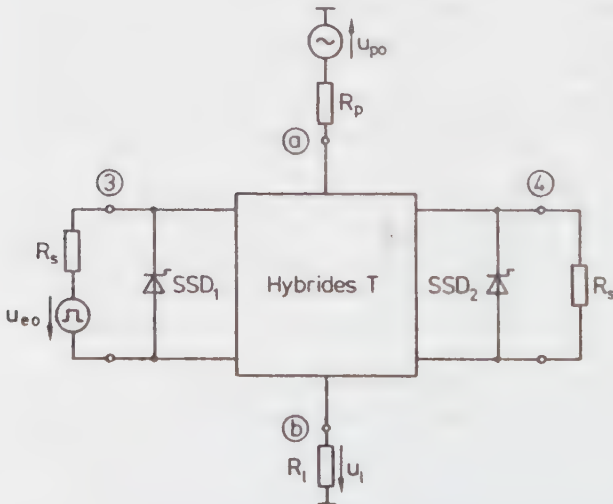


Abb. 17 Prinzipschaltbild des Impulsregenerators, in dem ein Hybrides T und zwei identische Speicherschaltioden (SSD_1 und SSD_2) verwendet werden

wird hier zunächst das nicht modifizierte Hybride T nach Abb. 3 verwandt.

Abb. 17 stellt eine Schaltung mit vier nach außen geführten Leitungen dar. An die Leitung (a) ist ein Generator mit einer sinusförmigen Spannung u_{po} (Pumpspannung) angeschlossen, die die Energie für die Schaltung liefert und sie gleichzeitig taktet. Die zu regenerierenden Eingangsimpulse u_{eo} liefert eine mit der Leitung (3) verbundene Signalquelle. Die Leitung (4) ist die Referenzleitung zu (3). Beide Leitungen sind in der Abb. 17 mit jeweils beiden Leitern eingezeichnet. Die Ausgangsleitung ist (b).

Die Pumpspannung in der Leitung (a) wird (häufig aufgeteilt) nach Gl. (17) zunächst ausschließlich in die Leitungen (3) und (4) transferiert. Die Speicherschaltioden SSD_1 und SSD_2 in diesen beiden Leitungen werden nun identisch geladen und entladen; sie besitzen demnach auch zu jeder Zeit identische Impedanzen. Damit ist nach Gl. (21) die Ausgangsleitung (b) von der Pumpleitung (a) entkoppelt, d.h., u_1 ist immer Null. Erst durch ein Eingangssignal u_{eo} , das die Impedanz von SSD_1 ändert, wird die Symmetrie dieser Anordnung gestört und ein Ausgangssignal erzeugt.

Die internen Vorgänge der Anordnung können mit Hilfe von Abb. 18 erläutert werden. Im Mittelpunkt der Schaltung (Abb. 18a) befindet sich der Verzweigungspunkt des nun modifizierten Hybriden T (kein Ausgangsübertrager). Die Pumpspannung gelangt über die Leitungen (1) und (2) in die Schaltung. Der Übertrager bzw. der ohmsche Leistungsteiler in diesen beiden Leitungen wurde der Übersicht wegen nicht eingezeichnet. Die Speicherschaltioden SSD_1 und SSD_2 können mit den Gleichspannungen U_1 und U_2 vorgespannt werden. Die Gleichströme fließen dabei durch die Speicherschaltioden und die Abschirmungen der Leitungen (1) und (2) zurück zu den Gleichspannungsquellen.

Die Schaltung besitzt nun die beiden Ausgangsleitungen (5) und (6) (weil die Zusammenführung dieser Leitungen mit Hilfe eines Übertragers entfällt). Dadurch kann die obere Grenzfrequenz von etwa 12 GHz von den Leitungen (3) und (4) zu den Leitungen (5) und (6) genutzt und die Schaltflanken der Speicherschaltioden mit Anstiegszeiten von $t_r \approx 50$ ps nahezu unverzerrt in die Aus-

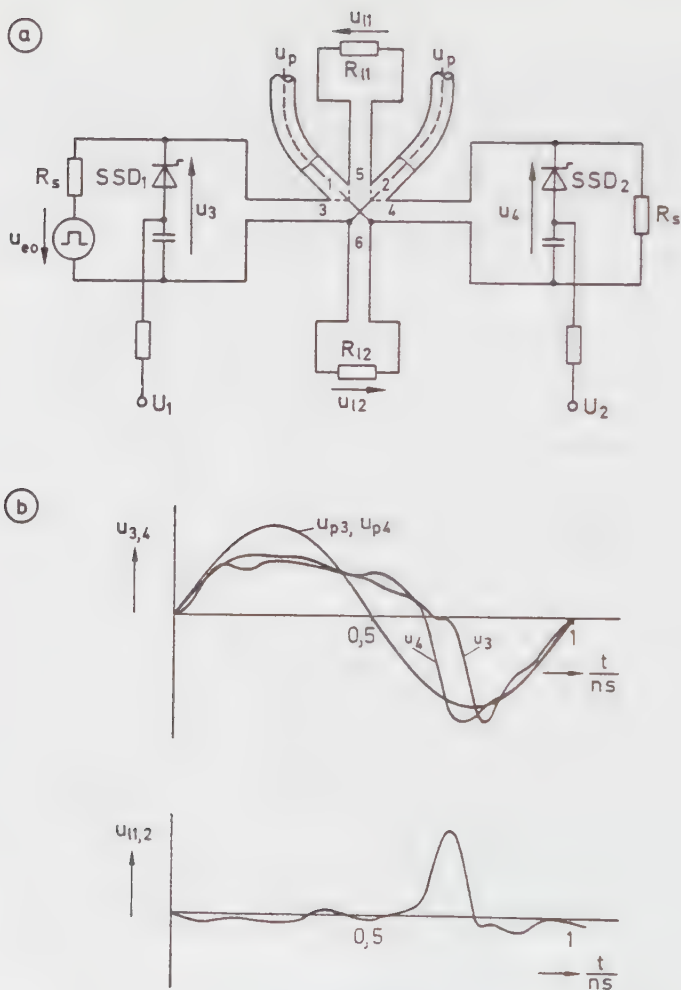


Abb. 18 a: Schaltung des Impulsregenerators bei Verwendung des modifizierten Hybriden T
 b: Gemessene Spannungen am Impulsregenerator bei einer Bitrate der Eingangsimpulsfolge von 1 Gbit/s

gangsleitungen übertragen werden.

Das dynamische Verhalten der Anordnung soll mit den in Abb. 18b dargestellten (gemessenen) Spannungen erläutert werden. Die sinusförmige Spannung im oberen Diagramm ist die aus den Leitungen (1) und (2) in die Leitungen (3) und (4) gekoppelte Pumpspannung u_{p3} bzw. u_{p4} . Ihre Frequenz ist hier 1 GHz. $U_{p3,4}$ kann dann gemessen werden, wenn beide Speicherschalttdioden durch hinreichend hohe negative Vorspannungen U_1 und U_2 ständig sperren. Die Leitungen (3) und (4) sind dann mit den Widerständen R_s reflexionsfrei abgeschlossen. In der Leitung (3) ist R_s der Innenwiderstand der Signalquelle.

Werden nun die beiden Gleichspannungen zu $U_1 = U_2 = U_{do}$ eingestellt (s. Anhang, Abb. A4), so lädt die positive Pumphalbwellen in den Leitungen (3) und (4) die Speicherschalttdioden und die negative entlädt sie. Mit identischem Laden und Entladen sperren auch beide Dioden gleichzeitig. Die Diodenimpedanzen, und damit auch die Spannungen u_3 und u_4 , sind folglich zu jeder Zeit gleich groß, und es kann kein Ausgangssignal erzeugt werden.

Zur Erzeugung eines Ausgangssignals gibt es drei Möglichkeiten:

- I) Es wird $U_1 \neq U_2$ eingestellt. Die Signalspannung u_{eo} ist dabei immer Null.
- II) Es wird $U_1 = U_2$ eingestellt und es tritt ein Eingangssignal auf ($u_{eo} \neq 0$).
- III) Es wird $U_1 \neq U_2$ so eingestellt, daß bei vorhandenem Eingangssignal u_{eo} kein Ausgangssignal erscheint und bei nicht vorhandenem Eingangssignal u_{eo} ein Ausgangssignal erzeugt wird.

In dem Verfahren (I) wird zunächst der Fall $U_1 > U_2$ beschrieben. Dort wird die Speicherschalttdiode SSD_2 weniger stark geladen als SSD_1 . Deswegen ist sie auch früher entladen und schaltet somit früher in den sperrenden Zustand als SSD_1 . In Abb. 18b sind die Spannungen für diesen Fall dargestellt. Während der kurzen Zeit unterschiedlicher Schaltzustände sind die Diodenimpedanzen und damit auch die Spannungen in den Leitungen (3) und

(4) stark unterschiedlich. Die Differenz aus beiden Spannungen wird im Verzweigungspunkt hälftig aufgeteilt und in die Ausgangsleitungen (5) und (6) transferiert. Die Ausgangsimpulse u_{11} und u_{12} sind identisch und in Abb. 18b unten dargestellt. Ihre Vorderflanken werden durch die Schaltflanke von SSD_2 und ihre Rückflanken im wesentlichen durch die von SSD_1 erzeugt.

Die zeitliche Lage der Schaltflanken der Speicherschalt-dioden kann mit den Vorspannungen U_1 und U_2 eingestellt werden. Verändert man beide Spannungen in der gleichen Weise, so daß die Differenzladung der Dioden erhalten bleibt, dann verschieben sich deren Schaltflanken mit gleichbleibendem Abstand auf der Zeitachse. Höhere Vorspannungen bewirken dabei ein späteres Schalten der Dioden. Damit kann die relative Lage der Ausgangsimpulse zur Pumpspannung bis auf wenige ps genau eingestellt werden.

Nach der Größe von $\Delta U = U_1 - U_2$ können drei Betriebsarten unterschieden werden. (Die Amplitude der Pumpspannung werde dabei konstant gehalten). Mit großer Differenz ΔU ist die Ladungsdifferenz in den Speicherschalt-dioden groß und ihre Schaltflanken liegen weit auseinander. Damit können relativ breite Ausgangsimpulse mit großer Flankensteilheit erzeugt werden. Schalten beide Speicherschalt-dioden, wie in Abb. 18b dargestellt, im Maximum der negativen Pumpspannungs-Halb-welle, so kann ein annähernd waagerechtes Impulsdach erreicht werden. Mit der Pumpspannung $u_p = U_p \sin(\omega t)$ in den Leitungen (1) und (2) beträgt dann die Amplitude der Ausgangsimpulse $U_{11} = U_{12} = 0,5 U_p$.

Mit Verkleinerung von ΔU nähern sich die Schaltflanken der beiden Speicherschalt-dioden. Die Ausgangsimpulse werden dadurch schmäler, ihre Flankensteilheit und Amplitude bleibt jedoch zunächst erhalten. Dasjenige ΔU , bei dem SSD_1 den Schaltvorgang gerade beginnt, wenn SSD_2 den ihren beendet, ist von Bedeutung. Hier zeigen die Ausgangsimpulse gerade noch ihre maximale Amplitude bei nun sehr kleiner Impulsbreite. Dieser Fall wird im folgenden mit dem Index "opt" als optimaler Betriebspunkt gekennzeichnet. Mit weiterer Verkleinerung von ΔU sinkt sowohl die Amplitude der Ausgangsimpulse als auch deren Breite.

Wird ΔU konstant gehalten, so ist die Differenzladung in den Speicherschaltioden auch konstant. Mit Vergrößerung der Pumpspannungsamplitude wird die Differenzladung schneller ausgeräumt und die Schaltflanken beider Speicherschaltioden nähern sich ebenfalls. Weil die Ladung der Ausgangsimpulse konstant bleiben muß, wird ihre Amplitude mit dem gleichen Faktor vergrößert, mit dem ihre Breite reduziert wird.

Wird $U_1 < U_2$ eingestellt, so schaltet SSD_2 später als SSD_1 . Die Spannungsdifferenz $u_3 - u_4$ wird dann in der Zeit unterschiedlicher Schaltzustände der Dioden negativ. Damit werden auch die Ausgangsimpulse u_{11} und u_{12} negativ.

Mit dem Verfahren (I) zur Erzeugung der Ausgangsimpulse kann die Schaltung als Impulsgenerator eingesetzt werden. Unter Verwendung der Grundform des Hybriden T /15/ beschrieb Vasile /32/ bereits 1966 diese Anwendung, wobei Ausgangsimpulse mit einer Bitrate von 400 Mbit/s erreicht wurden. Mit Hilfe des modifizierten Hybriden T und bei Verwendung kommerziell verfügbarer und nur geringfügig schneller schaltenden Speicherschaltioden (als bei Vasile) konnte im Rahmen dieser Arbeit die Bitrate der Ausgangsimpulse auf 2,5 Gbit/s erhöht werden (s. auch /33/).

Die Möglichkeit (II) ($U_1 = U_2$) zur Erzeugung von Ausgangssignalen wird zur Impulsformung (Impulsregeneration) angewandt. Erscheint ein Eingangssignal u_{eo} in der Zeit, in der SSD_1 leitend ist, so wird ebenfalls SSD_1 gegenüber SSD_2 unterschiedlich geladen. Die Eingangssignalladung kann dabei in der Lade- und Entladezeit von SSD_1 gespeichert werden. Die Form des Eingangssignals ist unbedeutend, allein die Impulsfläche ist ein Maß für die Signalladung und damit auch für die Größe der erzeugten Ausgangsimpulse.

Ist u_{eo} z.B. negativ, so wird SSD_2 insgesamt weniger stark geladen als SSD_1 . Damit sperrt SSD_2 früher als SSD_1 und die in Abb. 18b dargestellten Spannungsverläufe u_3 und u_4 gelten auch hier. Das Ausgangssignal ist bei der gewählten Pfeilung der Ausgangsspannung positiv. Es läßt sich hier ebenfalls ein optimaler Betriebspunkt angeben, der auch mit dem Index "opt" gekennzeichnet wird. Er ist dann eingestellt, wenn die Amplitude

der Pumpspannung so auf die Eingangssignale abgestimmt ist, daß SSD_1 dann mit ihrem Schaltvorgang beginnt, wenn SSD_2 den ihren gerade beendet hat.

Die Eingangs- und Ausgangssignale sind durch eine Zwischenspeicherung zeitlich voneinander entkoppelt. Die Ladung eines Eingangsimpulses kann hier nicht vermehrt werden, jedoch findet durch die Impulsformung eine Spannungs- und eine Leistungsverstärkung statt (s. Gl. (43) und (47)). Wegen der Eigenschaft, nach der Zwischenspeicherung beliebig geformter Eingangssignale in den Dioden die Ausgangssignale neu zu erzeugen, wird diese Anordnung als "Impulsformerschaltung"[†] bezeichnet.

Die Ausgangsimpulse der Impulsformerschaltung sind mit einer minimalen Halbwertbreite von 65 ps sehr kurz. Diese kleinen Impulsbreiten werden dadurch erreicht, daß beide Speicherschaltioden auf Grund der Eigenschaften des modifizierten Hybriden T parallel in die Leitungen (3) bzw. (4) geschaltet werden können. Wie in den Grundschaltungen (Abb. A2 und A3) der Impulsregeneratoren bestimmt auch hier die Zeitkonstante $\tau = R \overline{C}_{sp}$ wesentlich die Schaltgeschwindigkeit der Dioden. R ist dabei der Gesamtwiderstand, der von einer Diode in das angeschlossene Netzwerk hineingesehen wird. Mit Wellenwiderständen der Leitungen (3) und (4) von $Z_0 = 50 \Omega$ ist $R = 25 \Omega$. Die Anstiegszeit der verwendeten Speicherschaltioden ergibt sich hier mit einer mittleren Sperrschichtkapazität von $\overline{C}_{sp} = 0,8 \text{ pF}$ zu $t_r = 44 \text{ ps}$. Sie ist damit erheblich kleiner als in den im Anhang behandelten (anderen) Schaltungen und letztlich die Ursache für die wesentlich größere Spannungs- und Leistungsverstärkung dieser Schaltung gegenüber den Grundschaltungen (s. auch Kap. 4.3 und A2).

Wegen ihrer sehr kurzen Ausgangsimpulse eignen sich die Impulsformerschaltungen sehr gut für Multiplexer-Anwendungen, in denen mehrere Impulsströme (z.B. Datenströme) niederer Bitrate zu einem Kanal entsprechend höherer Bitrate im Zeitmultiplex vereinigt werden. In derartigen Anwendungen, siehe auch /34/ - /38/, wurden Bitraten am Multiplexerausgang von bis zu 16 Gbit/s erreicht (s. Kap. 4.2.1).

[†] Von dem Begriff "Impulsregenerator" wird hier wegen der fehlenden Ladungsverstärkung dieser Anordnung Abstand genommen. Diese Bezeichnung ist der erweiterten Schaltung nach Abb. 19 vorbehalten.

Die dritte Möglichkeit (III) zur Erzeugung von Ausgangssignalen ist eine Kombination der Verfahren (I) und (II). Hier wird ΔU so auf das Eingangssignal u_{eo} abgestimmt, daß mit dem Auftreten von u_{eo} beide Dioden zur gleichen Zeit entladen sind und damit auch gleichzeitig sperren. In diesem Fall erscheint kein Ausgangssignal. Mit negativem Eingangssignal muß folglich $\Delta U = U_1 - U_2 < 0$ sein. Erscheint kein Eingangssignal, so erhält SSD_2 mehr Ladung als SSD_1 und sperrt deswegen auch später. In der Zeit unterschiedlicher Schaltzustände der Dioden ist $u_3 - u_4 < 0$ und damit das erzeugte Ausgangssignal negativ. Das Verfahren (III) ist immer dann anwendbar, wenn alle Eingangssignale in der Zeit, in der SSD_1 leitet, die gleiche Impulsfläche besitzen.

In den Verfahren (II) und (III) kann die Schaltung auch im Gegentakt angesteuert werden. Die Leitung (4) wird dann als zweite Signal- Eingangsleitung verwendet. SSD_1 wird hierbei entsprechend Abb. 18a durch ein z.B. negatives Eingangssignal ($u_{eo} < 0$) zusätzlich geladen und SSD_2 durch die zweite Signalquelle mit $-u_{eo} > 0$ entladen. Dadurch verdoppelt sich die Ladungsdifferenz beider Speicherschaltioden und damit auch die Fläche der Ausgangsimpulse. Wird die Breite der Ausgangsimpulse durch eine hinreichend große Pumpspannung konstant gehalten, so verdoppelt sich ihre Amplitude.

Mit der in Abb. 18a gewählten Pfeilung der Ausgangsspannungen sind entweder beide Impulse positiv oder, je nach Betriebsart, beide negativ. Da nun beide Ausgangsleitungen auf einem Substrat liegen (Abb. 2), sind die Ausgangsspannungen, auf eine Substratseite bezogen, gegenphasig. Damit könnten sie z.B. eine auf diesem Substrat angebrachte folgende Schaltung ebenfalls im Gegentakt ansteuern.

In der Impulsformerschaltung sind die Signalquellen direkt mit den Speicherschaltioden verbunden. Nun werden dabei die Dioden durch die positiven Pumpphalbwellen in den Leitungen (3) und (4) und U_1 (U_2) sehr weit in Flußrichtung aufgesteuert. Ein Eingangssignal findet folglich eine sehr niederohmige Speicherschaltiode vor. Ihre Impedanz setzt sich dabei im wesentlichen aus einer seriellen Induktivität (Zuleitungsinduktivität)

von etwa 1 nH, einem Bahnwiderstand von etwa 1 Ω und der sehr großen Diffusionskapazität zusammen. Damit ist die Diodenimpedanz erheblich kleiner als der Innenwiderstand der Signalquelle $R_s = 50 \Omega$.

Zur näherungsweise Anpassung der kleinen Diodenimpedanzen an den Generatorinnenwiderstand R_s können als Emitterfolger geschaltete Transistoren (Kollektorschaltung) verwendet werden (Abb. 19). Sie wirken dabei als Übertrager, die die Impulsströme der Eingangssignale herauftransformieren. Diese Schaltung kann natürlich ebenfalls im Gegentakt angesteuert werden. Im Experiment (siehe Kap. 4.3 und 4.3.1) wurden sehr schnell schaltende Bipolar-Transistoren mit einer Transitfrequenz von $f_T = 8 \text{ GHz}$ verwendet.

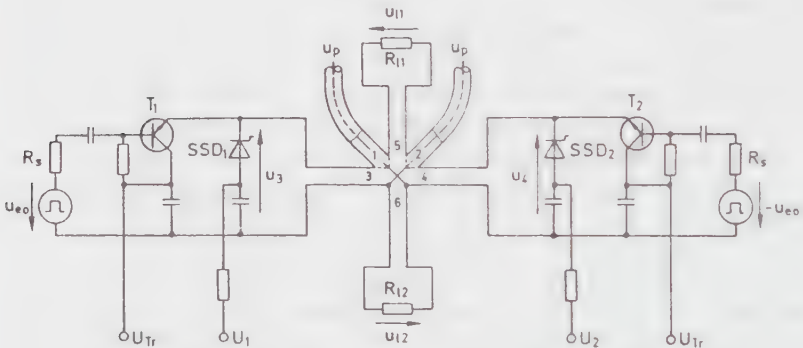


Abb. 19 Schaltung des Impulsregenerators (Dioden- Differenzregenerator) nach Einfügung der als Emitterfolger geschalteten Bipolartransistoren zur Impedanztransformation

Die Gesamtschaltung nach Abb. 19 kann in ihrer Funktion als zweiteilig angesehen werden. In den Transistoren findet eine Strom- bzw. Ladungsverstärkung statt und im Diodennetzwerk, verbunden mit dem Verzweigungspunkt des modifizierten Hybriden T, wird eine Spannungsverstärkung bei gleichzeitiger Regeneration der Impulsform und zeitlichen Impulslage erzielt. Insgesamt wird damit (auch) eine erhebliche Leistungsverstärkung erreicht (s. Kap. 4.3). Diese

Schaltung wird im folgenden als "Dioden- Differenzregenerator (DDR)" bezeichnet.

Für die Impulsformerschaltung und den Dioden- Differenzregenerator kann unter der Voraussetzung, daß die Eingangs- und Ausgangsimpulse eine jeweils gleiche Impulsform - jedoch mit unterschiedlicher Amplitude und Breite - besitzen, die Ladungs-, Strom-, Spannungs- und Leistungsverstärkung berechnet werden. Die Berechnung wird an cos- förmigen Impulsen durchgeführt. Es sei zunächst angenommen, daß die Impulsformerschaltung (Abb. 18a) bzw. der Dioden- Differenzregenerator (Abb. 19) nur mit (je) einer Signalquelle in der Leitung (3) angesteuert wird. Der gesamte Eingangsimpuls soll dabei von SSD_1 gespeichert werden, d.h., die Impulsfußbreite ist nicht größer als die Zeit, in der SSD_1 leitend ist.

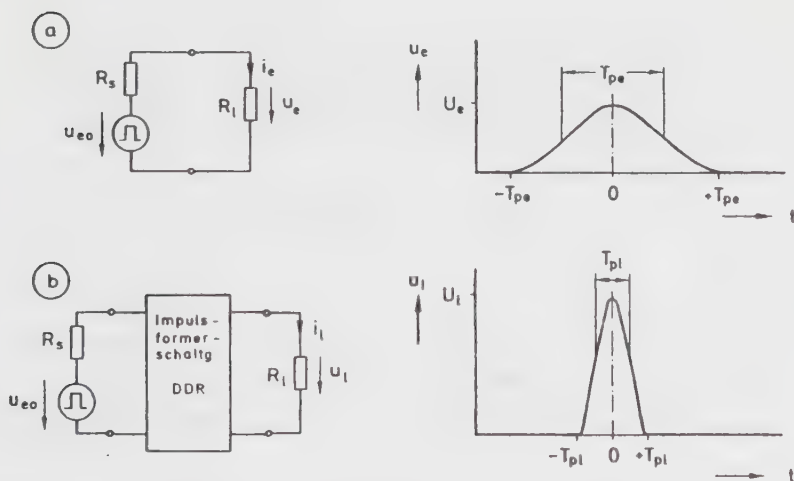


Abb. 20 Meßschaltungen zur Ermittlung der Einfügungsverstärkung(en)

In Abb. 20a ist ein cos- förmiger Eingangsimpuls u_e mit einer Meßschaltung zur Ermittlung dieses Impulses dargestellt.

$$u_e = 0,5 U_e (1 + \cos \frac{\pi}{T_{pe}} t) \quad \text{für } -T_{pe} \leq t \leq +T_{pe} \quad (36)$$

$$u_e = 0 \quad \text{für } t < -T_{pe} \text{ und } t > +T_{pe}.$$

T_{pe} ist die Impuls- Halbwertsbreite und U_e die Amplitude. Das Ausgangssignal u_l sei ebenfalls cos- förmig (Abb. 2ob) und wird mit der dargestellten Schaltung bestimmt. Man erhält

$$u_l = 0,5 U_l (1 + \cos \frac{\pi}{T_{pl}} t) \quad \text{für } -T_{pl} \leq t \leq +T_{pl}$$

und (37)

$$u_l = 0 \quad \text{für } t < -T_{pl} \text{ und } t > +T_{pl}.$$

Die Halbwertsbreite ist hier T_{pl} und die Amplitude U_l . Mit Hilfe der Meßschaltungen kann die Einfügungsverstärkung ermittelt werden, wobei die Lastwiderstände R_l in beiden Schaltungen gleich groß sind. Weiterhin sei $R_l = R_s$.

Die Ladung Q_e eines Eingangsimpulses ergibt sich aus

$$Q_e = \int_{-T_{pe}}^{+T_{pe}} \frac{u_e}{R_l} dt. \quad (38)$$

Mit Gl. (36) erhält man

$$Q_e = \frac{U_e}{R_l} T_{pe}. \quad (39)$$

Analog dazu ergibt sich die Ladung Q_1 eines Ausgangsimpulses zu

$$Q_1 = \frac{U_1}{R_1} T_{p1}. \quad (40)$$

Die Ladung beider Ausgangsimpulse ist $Q_{1ges} = 2 Q_1$. Damit wird die Einfügungs- Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad)

$$V_q = \frac{Q_{1ges}}{Q_e} = 2 \frac{U_1}{U_e} \frac{T_{p1}}{T_{pe}}. \quad (41)$$

In einer Impulsformerschaltung ist die Ladungsverstärkung V_q wegen der Ladungsverluste immer kleiner als 1, im Dioden- Differenz-regenerator hingegen ist im allgemeinen $V_q > 1$.

Die Stromverstärkung V_i ist

$$V_i = \frac{I_1}{I_e} = \frac{1}{2} V_q \frac{T_{pe}}{T_{p1}} \quad (42)$$

und die Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{U_1}{U_e} = \frac{1}{2} V_q \frac{T_{pe}}{T_{p1}}. \quad (43)$$

Die mittlere Leistung P_e eines Eingangsimpulses während einer Periodendauer T ist

$$P_e = \frac{1}{T} \int_{-T_{pe}}^{+T_{pe}} \frac{u_e^2}{R_1} dt \quad (T > 2T_{pe}) \quad (44)$$

und mit Gl. (36)

$$P_e = \frac{3}{T} \frac{U_e^2}{4 R_1} T_{pe} \quad (45)$$

Analog dazu ergibt sich die mittlere Leistung eines Ausgangsimpulses zu

$$P_l = \frac{3}{T} \frac{U_l^2}{4 R_1} T_{pl} \quad (46)$$

Mit Berücksichtigung beider Ausgangsimpulse ist damit die Einfügungs- Leistungsverstärkung

$$V_p = 2 \frac{P_l}{P_e} = 2 \frac{U_l^2}{U_e^2} \frac{T_{pl}}{T_{pe}} \quad (47)$$

Durch Einsetzen der Gl. (41) erhält man

$$V_p = \frac{1}{2} V_q^2 \frac{T_{pe}}{T_{pl}} \quad (48)$$

$$V_p = V_q \frac{U_l}{U_e}.$$

Wird die Impulsformerschaltung bzw. der Dioden- Differenzregenerator im Gegentakt angesteuert, so ist $Q_{e,gt} = 2Q_e$ und damit

$$V_{q,gt} = \frac{U_1}{U_e} \frac{T_{p1}}{T_{pe}} . \quad (49)$$

Ferner ist $V_{u,gt} = 2V_u$ und $V_{i,gt} = 2V_i$. Für die mittlere Leistung der Eingangsimpulse gilt analog $P_{e,gt} = 2P_e$, so daß

$$V_{p,gt} = V_{q,gt}^2 \frac{T_{pe}}{T_{p1}}$$

bzw. (50)

$$V_{p,gt} = V_{q,gt} \frac{U_1}{U_e}$$

gilt. Aus Symmetriegründen gelten die Gleichungen für die Verstärkungen V_u , V_i , V_q und V_p für alle Impulsformen (z.B. auch gaußförmige Impulse), sofern die Ausgangs- und Eingangsimpulse eine jeweils gleiche Form besitzen und die Eingangsimpulse hinreichend kurz sind, so daß sie vollständig in den Speicherschalt-dioden gespeichert werden können.

In realen Impulsformerschaltungen bzw. Dioden- Differenz-regeneratoren können Unsymmetrien in den kollinearen Leitungen auftreten, die jeweils charakteristische Störungen der Ausgangs-signale bewirken. Sie können nach der Zeit, in der sie wirksam sind, in zwei Gruppen eingeteilt werden, nämlich in Störungen, die in den Impulspausen auftreten und solche, die den Ausgangsim-pulsen überlagert sind.

Die Impulspausen können wiederum in zwei Zeitabschnitte eingeteilt werden. Nach der Erzeugung der Ausgangsimpulse sind die Dioden noch eine gewisse Zeit gesperrt. Bezogen auf die Periodendauer (von z.B. 1ns) ist diese Zeit relativ kurz (etwa 250 ps). Anschließend sind die Dioden leitend und sehr niederohmig. Diese Zeit beansprucht den größten Teil der Perioden-

dauer (etwa 650 ps) (siehe Abb. 18).

In der Zeit leitender Dioden haben Unterschiede der Diodenimpedanzen durch ihre absolut kleinen Werte nur sehr wenig Einfluß auf die Spannungen u_3 und u_4 und damit auf das Ausgangssignal. Werden die Dioden durch ungleiche $C(U)$ - Kennlinien oder durch unterschiedlich große Pumpspannungen in den Leitungen (3) und (4) nicht identisch geladen oder entladen, so kann das zwar mit den Vorspannungen U_1 und U_2 kompensiert werden, ungleiche Spannungen U_1 und U_2 überlagern sich jedoch in der Zeit leitender Dioden am Ausgang und bewirken eine Pegelverschiebung während der Impulspausen.

In der Zeit sperrender Speicherschaltioden bauen sich in den Leitungen (3) und (4) die vollen Pumpspannungen auf. Werden diese nun durch Unsymmetrien im Verzweigungspunkt mit ungleichen Amplituden in die Leitungen (3) und (4) übertragen, so erscheint in dieser Zeit die Differenz aus u_3 und u_4 als Störspannung am Ausgang. An die Symmetrie des Verzweigungspunktes müssen aus diesem Grund hohe Anforderungen gestellt werden.

Besitzt der Verzweigungspunkt auf Grund von Unsymmetrien eine zu geringe Isolation (Dämpfung) zwischen den Pumpleitungen (1) und (2) und den Ausgangsleitungen (5) und (6), so überlagert sich ein Teil der sinusförmigen Pumpspannung dem Ausgangssignal. Aus diesem Grund ist hier eine hohe Isolation zwischen den entkoppelten Leitungen des Hybriden T sehr wichtig. Bei einer Isolation von mehr als 40 dB ist diese Störung vernachlässigbar klein.

In der Zeit sperrender Dioden werden durch die Schaltflanken an deren Sperrschichtkapazitäten C_{sp} und den Zuleitungsinduktivitäten L gedämpfte Schwingungen angeregt. Mit einer mittleren Kapazität von $\overline{C_{sp}} \approx 1$ pF und $L \approx 1$ nH z.B. beträgt die Resonanzfrequenz in der Impulsformerschaltung $f_r \approx 5$ GHz. Damit ist bei einer Bitrate von 1 Gbit/s die Periodendauer dieser Schwingungen etwa so groß wie die Zeit, in der die Dioden gesperrt sind. Schalten die Dioden nun zu unterschiedlichen Zeiten, so werden auch die Schwingungen zu unterschiedlichen Zeiten angeregt und können sich im Verzweigungspunkt nicht oder nur teilweise kompensieren. Sie erscheinen kurz nach den Ausgangsimpulsen. Wird die

Zeit, in der die Resonanzschwingungen existieren können, mit Hilfe großer Vorspannungen U_1 und U_2 verkürzt, so werden diese kleiner. Die Ausgangssignale werden dadurch "sauberer".

Sind die Schaltgeschwindigkeiten der Speicherschaltioden z.B. durch ungleiche Sperrschichtkapazitäten unterschiedlich, so kann auch bei gleichzeitigem Schaltbeginn die Differenz $u_3 - u_4$ nicht ständig Null sein. In der Zeit, in der das Ausgangssignal "0" erzeugt wird, erscheint dann ein Störimpuls. Die Speicherschaltioden müssen deswegen nach annähernd gleichen Sperrschichtkapazitäten ausgesucht werden.

Im Rahmen dieser Arbeit ließ sich zeigen, daß mit Hilfe von Dioden- Differenzregeneratoren Impulse mit Bitraten im Gbit/s- Bereich verstärkt und ihre Impulsform und zeitliche Impulslage regeneriert werden können, siehe auch /36/, /42/, /43/. Die Schaltungen könnten z.B. in optischen PCM- Nachrichtenübertragungssystemen angewandt werden /44/, die eine Halbleiter-Laserdiode als Sender und eine Avalanche- Fotodiode als Detektor enthalten. Zur Übertragung der Laserstrahlung dient dabei i.a. eine Lichtleitfaser (Glasfaser). Die Strahlungsimpulse der Laserdiode werden in der Lichtleitfaser bedämpft und erfahren, je nach Art der Faser, auch eine erhebliche Dispersion, so daß sie im Empfänger regeneriert werden müssen. Mit Hilfe eines Dioden-Differenzregenerators ist solch eine Regeneration möglich (s. Kap. 4.3.1).

4 SPEZIELLE ANWENDUNGEN DES HYBRIDEN T IN DER SUBNANOSEKUNDEN-IMPULSTECHNIK

4.1 DER IMPULSGENERATOR

4.1.0 EINFÜHRUNG

Vielseitig anwendbare Impulsquellen mit Impulsfolgefrequenzen bis hinauf in den GHz- Bereich besitzen eine große Bedeutung in Testanordnungen von Impulsschaltungen (z.B. als Takt- Generatoren). Der hier beschriebene Impulsgenerator unter Verwendung des modifizierten Hybriden T und von Speicherschaltioden ist in seinen Eigenschaften sehr flexibel, siehe auch /33/. Er kann RZ- Impulse ("Return to zero") mit Bitraten im Bereich mehrerer Dekaden bis hinauf zu etwa 5 Gbit/s erzeugen. Die Impulsamplitude, -breite und -polarität ist mit Gleichspannungen sehr einfach einstellbar. Es können Amplituden von mehreren Volt erreicht werden, wobei die maximale Impulsspannung nur durch die Durchbruchspannung der verwendeten Speicherschaltioden begrenzt wird. Weiterhin können sehr kleine Impulsbreiten bis hinunter zu 65 ps mit käuflichen Dioden realisiert werden. Durch einen guten elektrischen und mechanischen Aufbau sowie die Wahl von geeigneten Betriebsparametern können Störspannungen (wie z.B. Schwingungen) weitgehend reduziert werden. Auf diese Weise lassen sich saubere Impulszüge erzeugen.

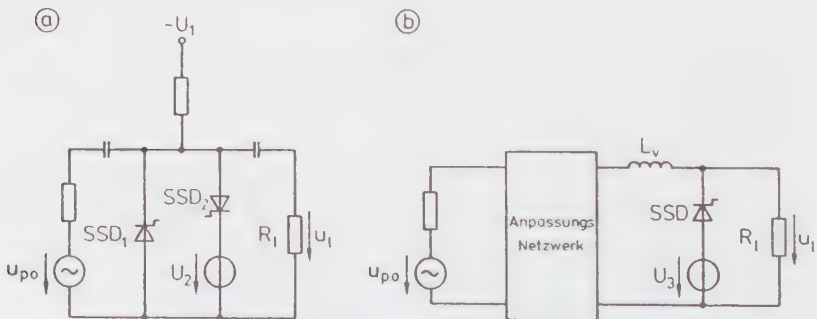


Abb. 21 Bekannte Impulsgeneratoren mit Speicherschaltioden

Impulsgeneratoren, die Speicherschaltioden enthalten, sind seit längerem bekannt, z.B. /45/ - /47/. So erzeugt die in Abb. 21a dargestellte Schaltung die Impulse aus einer sinusförmigen Spannung u_{po} . Beide Impulsflanken werden durch die parallel zum Lastwiderstand liegenden Speicherschaltioden geformt und sind entsprechend kurz ($t_r \approx t_f \approx 50$ ps). Die Ausgangsimpulse sind relativ breit und mit einem Tastverhältnis von etwa 0,5 einstellbar. Durch die direkte Parallelschaltung beider Dioden neigt die Schaltung zum Schwingen. Die Resonanzschwingungen werden durch die kurzen Schaltflanken der Dioden an deren Sperrschichtkapazitäten und Zuleitungsinduktivitäten angeregt. Diese Schaltung wurde bis zu einer Bitrate von 400 Mbit/s betrieben /46/. Eigene Versuche zeigten, daß sie bis zu einer Bitrate von etwa 1 Gbit/s anwendbar ist.

Die in Abb. 21b dargestellte Schaltung wird im allgemeinen in Frequenzvervielfachern angewandt /47/. Sie liefert sehr kurze Ausgangsimpulse, die in einem nachgeschalteten (hier jedoch nicht eingezeichneten) Resonanzkreis eine entsprechend hohe Resonanzfrequenz anregen. Durch den Schaltvorgang der Speicherschaltiode wird an deren Sperrschichtkapazität C_{sp} und der Induktivität L_v eine gedämpfte Resonanzschwingung angeregt. Nach der ersten Halbwelle der Schwingung geht die Speicherschaltiode wieder in den leitenden Zustand über. Dadurch reißt die Schwingung ab. Die Breite dieser Impulse (Halbwellen) wird dabei durch die Größe von L_v und C_{sp} bestimmt und beträgt bei realisierten Schaltungen etwa 100 ps. Durch ein notwendiges Anpassungsnetzwerk (einem Resonanzübertrager) zwischen der Sinusquelle und dem Diodennetzwerk ist die Bitrate dieses Impulsgenerators jeweils auf einen schmalen Bereich beschränkt. Die höchste realisierte Bitrate war 1 Gbit/s (HP, SRD- Modul, A9G 1000 B). Die Impulsamplitude kann auch hier sehr groß werden und wird nur durch die Durchbruchspannung der verwendeten Speicherschaltiode begrenzt.

4.1.1 BESCHREIBUNG DES IMPULSGENERATORS MIT DEM MODIFIZIERTEN HYBRIDEN T

Der hier beschriebene Impulsgenerator ist in Abb. 22 dargestellt. Seine prinzipielle Funktionsweise wurde bereits in Kap. 3.2.2 angegeben. Hier bewirken ausschließlich die Vorspannungen U_1 und U_2 die zur Erzeugung der Ausgangsimpulse notwendige Ladungsdifferenz in den beiden Speicherschaltdioden. Das typische Verhalten der Schaltung wird mit Hilfe der folgenden Diagramme erläutert. Die dargestellten Messungen erfolgten alle bei einer Bitrate der Ausgangsimpulse von 1 Gbit/s. Dabei gilt zunächst $U_1 > U_2$.

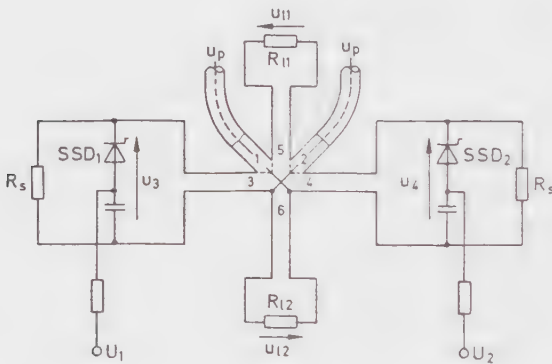


Abb. 22 Schaltung des Impulsgenerators mit einem modifizierten Hybriden T und Speicherschaltioden

In der Abb. 23 sind drei unterschiedliche Ausgangsimpulse (Abb. 23b) mit den dazugehörigen Spannungen u_3 und u_4 (Abb. 23a) dargestellt. Die Pumpamplitude in den Leitungen (1) und (2) und damit auch in den Leitungen (3) und (4) ist 925 mV; die Spannung U_2 (450 mV) wird konstant gehalten und U_1 variiert. In der Abb. 23a wird u_4 durch die Kurve (o) und u_3 durch die Kurven (1), (2) und (3) für die verschiedenen Vorspannungen U_1 dargestellt. Der in der Kurve (I) dargestellte Ausgangsimpuls sowie u_3 der Kurve (1) ergeben sich bei $U_1 = 580$ mV, die Kurven

(2) sowie (II) ergeben sich bei $U_1 = 730 \text{ mV}$ und (3) sowie (III) bei $U_1 = 880 \text{ mV}$.

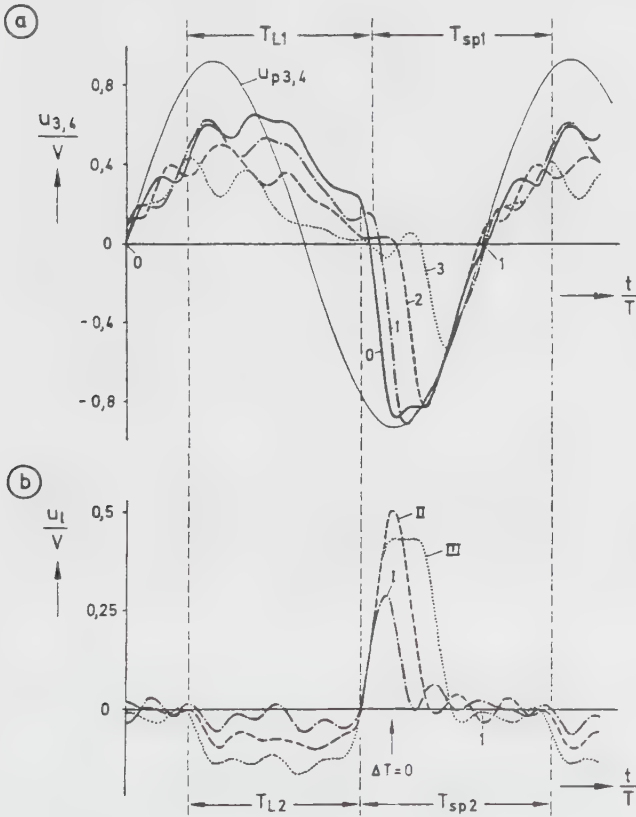


Abb. 23 Gemessene Spannungsverläufe in den Leitungen (3) und (4) des Impulsgenerators bei unterschiedlichen Vorspannungen (a) und dazugehörige Ausgangsimpulse (b).

$U_2 = 450 \text{ mV}$:	Kurve (o)	$\rightarrow u_4$
$U_1 = 580 \text{ mV}$:	Kurve (1)	$\rightarrow u_3$
	Kurve (I)	$\rightarrow u_1$
$U_1 = 730 \text{ mV}$:	Kurve (2)	$\rightarrow u_3$
	Kurve (II)	$\rightarrow u_1$
$U_1 = 880 \text{ mV}$:	Kurve (3)	$\rightarrow u_3$
	Kurve (III)	$\rightarrow u_1$

Durch den zeitlichen Verlauf von u_3 und u_4 sowie u_1 werden die einzelnen Betriebsarten des Impulsgenerators bestätigt (s. Kap. 3.2.2), wobei u_3 der Kurve (2) und u_1 der Kurve (II) etwa dem optimalen Betriebspunkt entsprechen. Durch die Darstellung der Pumpspannung in den Leitungen (3) und (4), - $u_{p3,4}$ in Abb. 23a -, wird die zeitliche Lage der Diodenzustände und damit auch der Ausgangsimpulse zu $u_{p3,4}$ gekennzeichnet. Das Maximum der Entladehalbwelle ist mit $\Delta T = 0$ angegeben.

Die Periodendauer T der Pumpspannung kann in die Zeit T_L , in der die entsprechende Diode leitend ist, und in die Zeit T_{sp} aufgeteilt werden, wobei T_{sp} die Zeit der sperrenden Diode ist. Während der Zeit T_{L2} ist SSD_2 leitend und während T_{L1} die Diode SSD_1 . Wegen $U_1 > U_2$ ist $T_{L1} > T_{L2}$. In der Zeit T_{L2} , in der beide Dioden leitend sind, findet eine Absenkung der Ausgangsspannung statt. Die Absenkung wird durch unterschiedliche Vorspannungen U_1 und U_2 verursacht und mit Hilfe von Abb. 24 erläutert.

Dort wird die Brückenersatzschaltung des Verzweigungspunktes mit der Beschaltung durch die Speicherschaltioden entsprechend Abb. 22 vereinfacht dargestellt. Während der Ladephase der Dioden sind deren Spannungen u_{d1} und u_{d2} annähernd gleich groß, weil hier

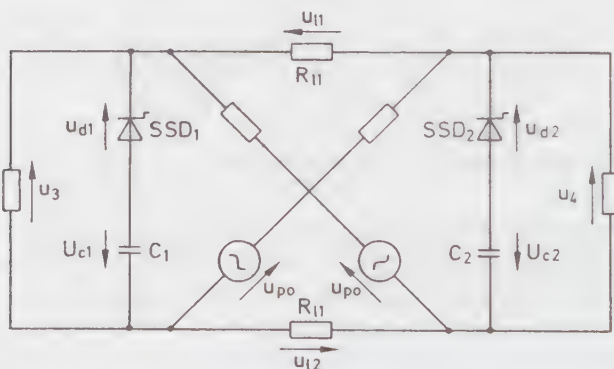


Abb. 24 Ersatzschaltbild des Verzweigungspunktes mit einer Beschaltung durch Speicherschaltioden

wie in allen Anwendungen, die Größe der Ladungsdifferenz in den Dioden erheblich kleiner als die Größe ihrer Gesamtladungen ist. Weiterhin ist $U_{C1} \approx U_1$ und $U_{C2} \approx U_2$. Mit $R_{11} = R_{12}$ ergibt ein Maschenumlauf

$$U_{10} = \frac{1}{2} (U_{C2} - U_{C1}). \quad (51)$$

Diese Spannung fällt an beiden Lastwiderständen ab und verschiebt den Spannungspegel in der Zeit T_{L2} . Mit $U_1 > U_2$ wird $U_{10} < 0$.

Dieser Bereich negativer Spannung ist bei allen drei Spannungsverläufen der Ausgangsimpulse deutlich zu sehen; in der Kurve (III) ist sie wegen der größten Differenz $U_1 - U_2$ auch am größten. Ihr Bereich ist mit 480 ps etwa so lang wie die halbe Periodendauer T.

Sperre nun SSD_2 , so wird U_{C2} von der Leitung (4) entkoppelt. Mit Hilfe der Gl. (33), sowie $u_{p3,4} = u_a / \sqrt{2}$, $i_4 = u_4/R_S$ und $Z_1 = Z_4 = R_S$ wird $u_4 = u_{p3,4}$. Damit ergibt sich die Impulsamplitude in der Zeit unterschiedlicher Schaltzustände der Dioden zu

$$U_1 = \frac{1}{2} (-u_{p3,4} + u_{d1} - U_{C1}). \quad (52)$$

Schalten die Dioden im Maximum der Entladehalbwelle der Pumpspannung, so gilt $u_{p3,4} = -U_{p3,4}$.

In Abb. 25 sind die Amplituden der Ausgangsimpulse U_1 (bezogen auf deren Optimalwert U_{1opt}) als Funktion von $\Delta U = U_1 - U_2$ dargestellt. Auch ΔU wird auf ΔU_{opt} bezogen, wobei der optimale Betriebspunkt nach Kap. 3.2.2 definiert ist. In Abb. 26 sind die dazugehörigen Impulshalbwertsbreiten T_{p1} aufgetragen. Die Pumpspannungsamplitude in den Leitungen (1) und (2) bzw. (3) und (4) beträgt für die Kurve (I) jeweils $U_{p3,4} = 925$ mV und für die Kurve (II) $U_{p3,4} = 5$ V. Sie wurden für den Fall ständig sperrender Speicherschaltioden und reflexionsfreien Abschlüssen der Leitungen (3) und (4) ($R_S = Z_{O3} = Z_{O4}$) ermittelt. Durch die Wahl dieser stark unterschiedlichen Pumpspannungen kann die Schaltung auch für weit auseinanderliegende Betriebsbereiche analysiert werden.

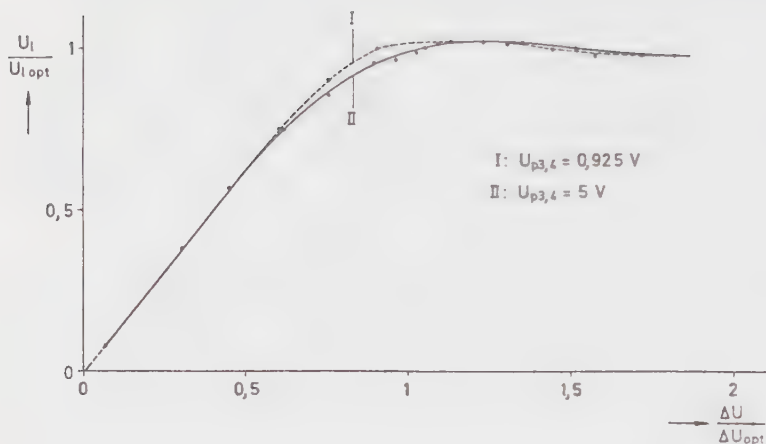


Abb. 25 Impulsamplituden des Generators als Funktion der Vorspannungsdifferenz ΔU (gemessene Kurven)

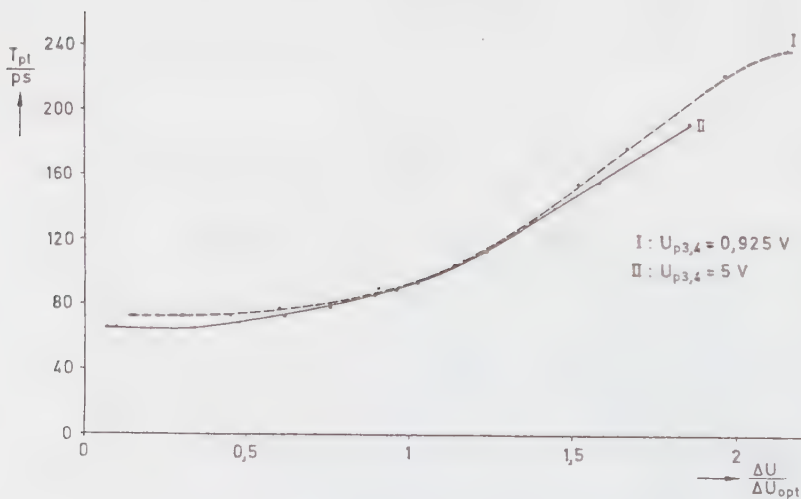


Abb. 26 Impulshalbwertsbreiten des Generators als Funktion der Vorspannungsdifferenz ΔU (gemessene Kurven)

Beide Kurven verlaufen in den Diagrammen jeweils dicht nebeneinander; das prinzipielle Verhalten der Schaltung ändert sich folglich nicht mit der Größe der Pumpspannung. Bei kleinen Vorspannungsunterschieden ΔU existiert ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen der Impulsamplitude und ΔU (s. auch die Kurven (1) und (I) in der Abb. 23). In diesem Bereich beträgt hier bei der Kurve (I) die Breite der Ausgangsimpulse $T_{pl} = 72$ ps. In der Kurve (II) ist T_{pl} hingegen kleiner (65 ps). Die jeweilige Impulsbreite ist von der Schaltgeschwindigkeit der Speicherschalt-dioden abhängig und damit von der über den Bereich der geschalte-ten Spannung gemittelten Sperrschichtkapazität $\overline{C_{sp}}$. Allgemein gilt, daß mit größerer Sperrspannung die Kapazität $\overline{C_{sp}}$ sinkt; bei größerer Pumpspannung wird damit die Anstiegszeit der Dioden-spannung kleiner, und somit auch die minimale Breite der Ausgangs-impulse.

Mit größerem ΔU geht U_1 gegen den Maximalwert

$U_{1,max} \approx U_{1,opt}$. Es stellen sich dabei folgende Optimalwerte ΔU_{opt} und $U_{1,opt}$ ein:

	$U_{p3,4} = 0,925$ V	$U_{p3,4} = 5$ V
ΔU_{opt}	264 mV	1,45 V
$U_{1,opt}$	460 mV	3,08 V

Es gilt die allgemeine Tendenz, daß mit größeren $U_{p3,4}$ auch ein größeres ΔU_{opt} und $U_{1,opt}$ verbunden ist. Während für die Kurve (I) die in Kap. 3.2.2 gemachte Aussage $U_{1,opt} \approx 0,5 U_{p3,4}$ in etwa zu-trifft, ist in der Kurve (II) der Wert $U_{1,opt}$ um 0,58 V zu groß.

Die Ursache hierfür ergibt sich mit der Gl. (52). Für die Messung der Kurve (I) wurde $U_{c1} \approx U_1 = 500$ mV eingestellt. Mit $u_{d1} = 600$ mV erhält man $U_1 = 512$ mV. Bei der Kurve (II) war $U_{c1} = -1$ V und $u_{d1} = 0,8$ V. Somit berechnet sich hier die Impuls-amplitude zu $U_1 = 3,4$ V. Damit sind beide errechneten Impuls-spannungen um etwa 11 % größer als ihre gemessenen Werte $U_{1,opt}$. Der verbleibende Unterschied kann auf die Verwendung nichtidealer Bauelemente, z.B. des Verzweigungspunktes des modifizierten Hybriden T, zurückgeführt werden.

Mit $\Delta U > \Delta U_{\text{opt}}$ bleiben die Impulsamplituden, bis auf geringe Schwankungen, konstant. Die Breite T_{pl} der Impulse steigt dagegen gleichmäßig mit ΔU an. Wird ΔU sehr groß, so geht T_{pl} gegen einen Grenzwert. Dort wird SSD_1 nicht mehr entladen und schaltet somit auch nicht. Die Rückflanke der Entladehalbwelle der Pumpspannung bewirkt dann die Rückflanke des Ausgangsimpulses und bestimmt somit seine maximale Breite.

Ein Vergleich der in Abb. 23b dargestellten Ausgangsimpulse mit den Meßwerten der Kurve (I) in den Abb. 25 und 26 zeigt eine recht gute Übereinstimmung. Aus der Abb. 23b werden dafür die folgenden Werte entnommen:

	I	II	III
$\frac{\Delta U}{\text{mV}}$	130	280	430
$\frac{U_1}{\text{mV}}$	280	500	430
$\frac{T_{\text{pl}}}{\text{ps}}$	74	89	159

Aus der Abb. 25, Kurve (I), ist bekannt: $\Delta U_{\text{opt}} = 264 \text{ mV}$ und $U_{1,\text{opt}} = 460 \text{ mV}$. Für die drei Impulse der Abb. 23b erhält man mit Hilfe der Abb. 25 und 26 die Werte

	I	II	III
$\frac{\Delta U}{\Delta U_{\text{opt}}}$	0,49	1,06	1,63
$\frac{U_1}{U_{1,\text{opt}}}$	0,6	1,02	0,99
$\frac{U_1}{\text{mV}}$	276	470	423
$\frac{T_{\text{pl}}}{\text{ps}}$	75	94	170

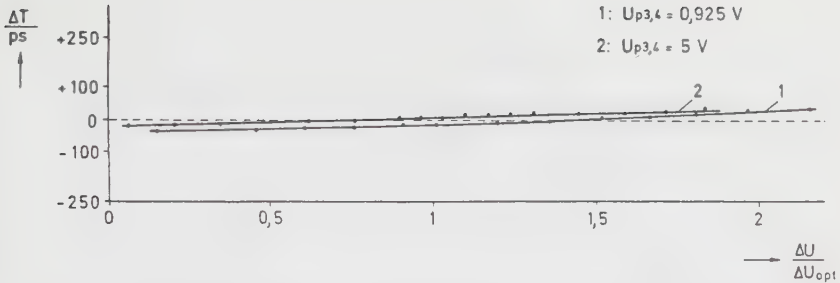


Abb. 27 Die auf das Pumpspannungsmaximum bezogene zeitliche Lage der Ausgangsimpulse als Funktion von ΔU (gemessene Kurven)

In Abb. 27 wird die relative Lage der Ausgangsimpulse zur Pumpspannung als Funktion von $\Delta U/\Delta U_{\text{opt}}$ dargestellt. Dort ist der zeitliche Abstand ΔT der Impulsmitte vom Maximum der Entladehalbwelle aufgetragen. Ist $\Delta T > 0$, so erscheinen die Impulse später als das Maximum und bei $\Delta T < 0$ erscheinen sie früher. Da in dieser Messung wieder U_2 mit 450 mV konstant ist, bleibt die zeitliche Lage der Impulsvorderflanken bestehen. Mit größerem ΔU werden die Impulse breiter und ihre zeitliche Mitte erscheint später. Ihre Verschiebung beträgt $\Delta T = 28 \text{ ps}$ bei einer Änderung von $\Delta U/\Delta U_{\text{opt}} = 1$ und ist damit sehr gering.

In Abb. 28 ist das Verhältnis der Impulsamplitude U_1 zur maximalen Störspannung U_n in den Impulspausen aufgetragen. Mit konstanter Amplitude der Pumpspannung sind im Prinzip auch die in SSD_1 und SSD_2 angeregten Störspannungen (wie z.B. Resonanzschwingungen) konstant. Damit erfolgt der Anstieg von U_1/U_n zunächst annähernd proportional zu U_1 und damit zu ΔU . Nach dem Erreichen von ΔU_{opt} steigt U_1 nicht weiter an und U_1/U_n bleibt in erster Näherung konstant. Nun ergeben sich jedoch die Störspannungen im Ausgang des Impulsgenerators zu einem erheblichen Teil aus der Überlagerung der Resonanzschwingungen in den Leitungen (3) und (4). Mit einer Änderung des Schaltflankenabstandes erfolgt auch die Anregung der Resonanzschwingungen in den Speicherschaltioden zu jeweils unterschiedlichen Zeiten. Damit wird bei der Überlagerung dieser Schwingungen im Verzweigungspunkt ihre relative Phasenlage zueinander verschoben. Die resultierende Störspannung am Ausgang und damit auch U_1/U_n hängt somit auch im Bereich $\Delta U > \Delta U_{\text{opt}}$ von ΔU ab.

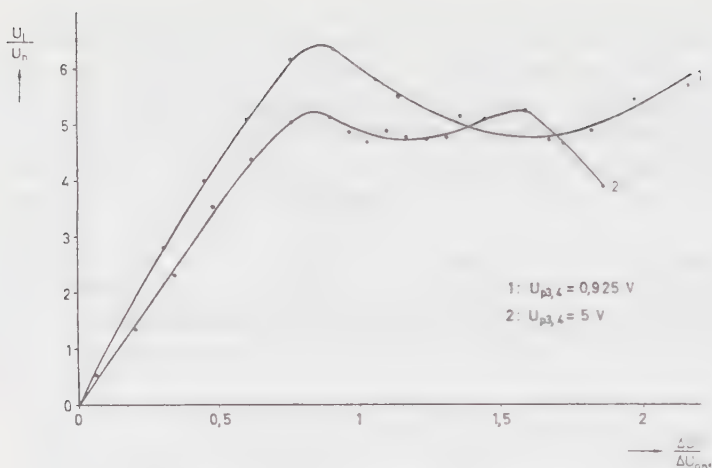


Abb. 28 Störspannungsverhältnis der Impulse des Generators als Funktion von ΔU (gemessene Kurven)

Die durch die Schaltflanken der Dioden angeregten Schwingungen sind in den Abb. 18 und 23 deutlich zu sehen. Zunächst kann sich ein Überschwingen über die Pumpspannung hinaus ergeben. Bei den in Abb. 18b dargestellten Kurven beträgt die Größe des Überschwingens etwa 18 %. Sie ist von dem verwendeten Diodentyp abhängig. Dort wurden Dioden der Fa. Aertech (A4S 008, $C_{spo} = 0,77 \text{ pF}$) verwendet. Zur Ermittlung der Kurven nach Abb. 23 wurden kleinere Speicherschaltioden (HP, 5082 - 0008, $C_{spo} \approx 0,25 \text{ pF}$) verwandt. Hier ist das Überschwingen erheblich geringer.

In den bisherigen Meßkurven dieses Kapitels wurde jeweils die Vorspannung U_2 und die Amplitude der Pumpspannung $U_{p3,4}$ konstant gehalten und ΔU (U_1) variiert. Mit Hilfe der Abb. 29 und 30 wird das Verhalten des Impulsgenerators analysiert, wenn U_1 , U_2 und damit auch ΔU jeweils konstant sind und $U_{p3,4}$ verändert wird. In jedem Diagramm sind vier Kurven als Funktion von $U_{p3,4}$ aufgetragen. Für alle Kurven gilt $\Delta U = U_1 - U_2 = +200 \text{ mV}$. Bei der Kurve (A) wurde $U_2 = 500 \text{ mV}$, bei (B) $U_2 = 600 \text{ mV}$, bei (C) $U_2 = 700 \text{ mV}$ und bei (D) schließlich $U_2 = 800 \text{ mV}$ eingestellt.

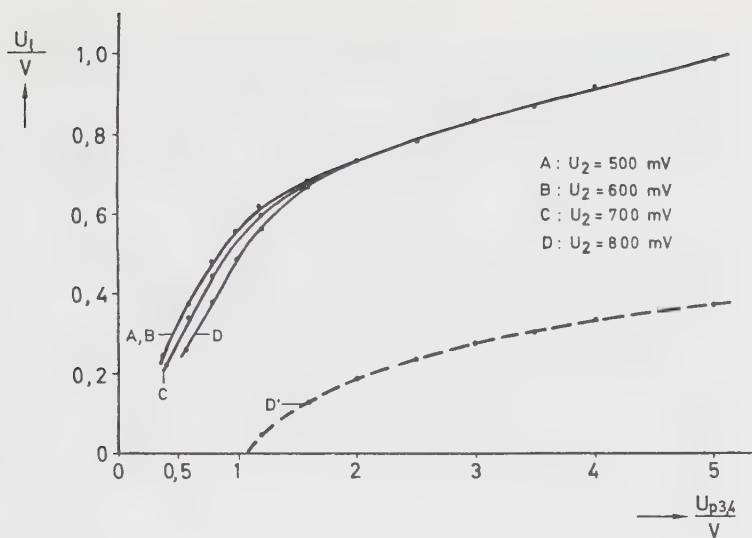


Abb. 29 Impulsamplituden des Generators als Funktion der Größe der Pumpspannung $U_{p3,4}$ (gemessene Kurven)

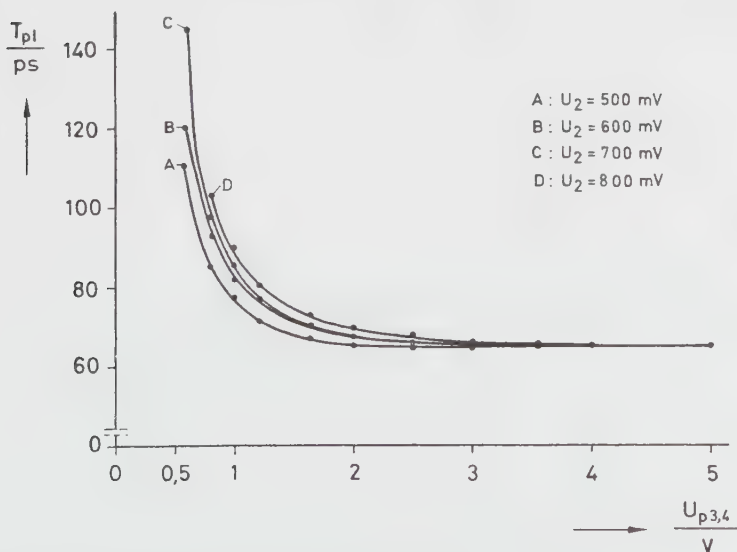


Abb. 30 Impulshalbwertsbreiten des Generators als Funktion der Pumpspannung (gemessene Kurven)

In der Abb. 29 sind die Impulsamplituden U_1 über $U_{p3,4}$ aufgetragen. Wegen $\Delta U = \text{konstant}$ sind alle Kurven eng benachbart und vereinigen sich sogar bei höheren Pumpspannungsamplituden. In Abb. 30 sind die Impulshalbwertsbreiten T_{p1} als Funktion der Pumpspannung dargestellt. Beide Abbildungen werden im folgenden gemeinsam diskutiert.

Pumpspannungen mit $U_{p3,4} < 500 \text{ mV}$ reichen bei der hier gewählten Größe von ΔU zum Betrieb der Schaltung nicht aus; die Impulse werden dann sehr klein und breit. Nur mit geringerem ΔU sind auch kleinere Pumpspannungen zum Betrieb des Generators geeignet. Die absolute Grenze für die minimale Pumpspannung ist dadurch gegeben, daß die Dioden nicht mehr geschaltet werden können. Das ist mit $U_{p3,4} < 300 \text{ mV}$ der Fall.

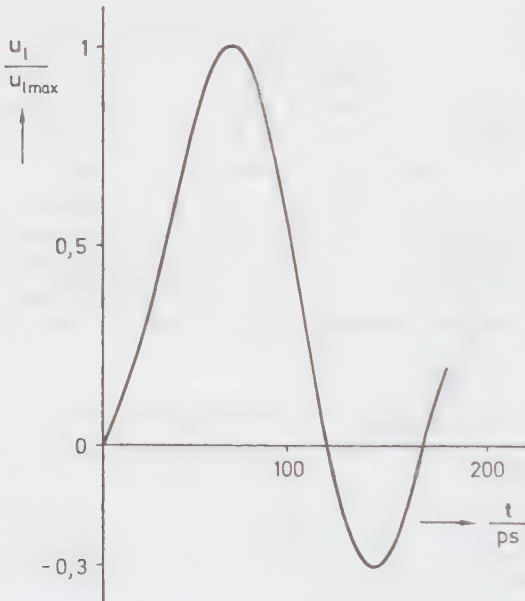


Abb. 31 Ausgangsimpuls in gespreiztem Zeitmaßstab bei zu groß gewählter Pumpspannung

Zunächst steigen die Amplituden der Impulse mit $U_{p3,4}$ stark an und ihre Breite wird entsprechend kleiner. Ab $U_{p3,4} \approx 1,5 \text{ V}$ (bei $\Delta U = 200 \text{ mV}$) sinken die Impulsbreiten nicht mehr wesentlich ($T_{plmin} = 65 \text{ ps}$) und die Amplituden steigen erheblich langsamer an. In diesem Bereich schalten die Speicherschaltioden sehr große Spannungen ($U_{p3,4}$). Damit werden auch die angeregten Resonanzschwingungen groß. Die Spannung des ersten Überschwingens der zuerst schaltenden Diode (hier: SSD_2) addiert sich zum Ausgangsimpuls. Deshalb werden die Impulsamplituden mit der Pumpspannung größer, auch wenn ΔU und damit die Differenzladung in den beiden Dioden konstant bleibt. Das Überschwingen der später schaltenden Diode erscheint am Ende des Impulses als negatives Überschwingen. Zur Demonstration dieses Effektes ist in Abb. 31 ein Ausgangsimpuls in gespreiztem Zeitmaßstab dargestellt. Er wurde bei einer Pumpspannung von $2,5 \text{ V}$ gemessen. Die Größe des negativen Überschwingens am Impulsende beträgt hier 30% der Impulsamplitude.

Mit solchen Störspannungen kann kein sauberer Impulszug erreicht werden, deswegen sollte dieser Betriebsbereich nicht eingestellt werden. In Abb. 29 gibt die Kurve (D') die Größe des negativen Überschwingens der Impulse nach der Kurve (D) an.

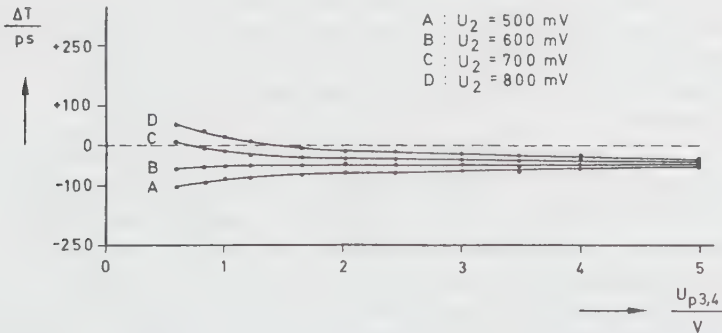


Abb. 32 Die auf das Pumpspannungsmaximum bezogene zeitliche Lage der Impulse des Generators als Funktion der Pumpspannung (gemessene Kurven)

Die entsprechenden Kurven (A'), (B') und (C') fallen annähernd mit (D') zusammen und werden deshalb nicht dargestellt. Bei $U_{p3,4} \approx 1 \text{ V}$ wird das Überspringen zu Null. Hier sollte folglich auch der eingestellte Betriebspunkt zur Impulserzeugung liegen. Er liegt in der Nähe des optimalen Betriebspunktes (s. Abb. 25 und 26, $\Delta U_{\text{opt}} = 264 \text{ mV}$ bei $U_{p3,4} = 925 \text{ mV}$).

In Abb. 32 wird die relative Lage ΔT der Impulse bezogen auf die Pumpspannung dargestellt. Auch hier gilt die oben angegebene Zuordnung der Vorspannungen U_1 und U_2 zu den Kurven (A) bis (D). Mit abnehmender Pumpspannung nimmt der Abstand der Kurven kontinuierlich zu; d.h., der Einfluß der Vorspannungen auf die zeitliche Lage der Schaltflanken nimmt zu mit abnehmendem U_p . Bei großen Pumpspannungen haben die Vorspannungen nur einen geringen Einfluß darauf, wann die Dioden schalten. Um hier eine größere Impulsverschiebung zu erhalten, müssen die Vorspannungen relativ stark geändert werden. Bei $U_{p3,4} = 5 \text{ V}$ ergibt sich die sehr geringe Impulsverschiebung von $+0,05 \text{ ps}$ pro mV Spannungsänderung.

Mit großen Pumpspannungen nähert sich die zeitliche Lage der in den vier Kurven (A) bis (D) angegebenen Impulse einem Endwert, der bei der Bitrate von 1 Gbit/s und den hier verwendeten Dioden bei etwa $\Delta T = -50 \text{ ps}$ liegt. Dieser Zeitpunkt wird durch verschiedene Effekte, z.B. durch die Ladungsverluste in den Dioden, festgelegt. Je größer diese sind, umso früher sind die Dioden entladen und umso früher erscheinen auch die Ausgangsimpulse. Die Ladungsverluste setzen sich aus der Rekombination und der Entladung der Diffusionskapazitäten über das äußere Netzwerk zusammen.

Für den Anwender ist die Spannung U_2 interessant, bei der die Ausgangsimpulse unabhängig von der Größe der Pumpspannung immer zur gleichen Zeit erscheinen. Dieser Fall wird mit der Kurve (B) ($U_2 = 600 \text{ mV}$) dargestellt. Ein Vergleich mit Abb. A4 (Anhang) zeigt, daß dann $U_2 = U_{\text{do}} = 570 \text{ mV}$ ist. Das bedeutet, daß die Spannung, bei der $C_{\text{sp}} = C_D$ ist, ein Symmetriepunkt bei Schaltanwendungen von Speicherschaltioden ist; oberhalb dieser Spannung sind sie leitend, darunter sperren sie.

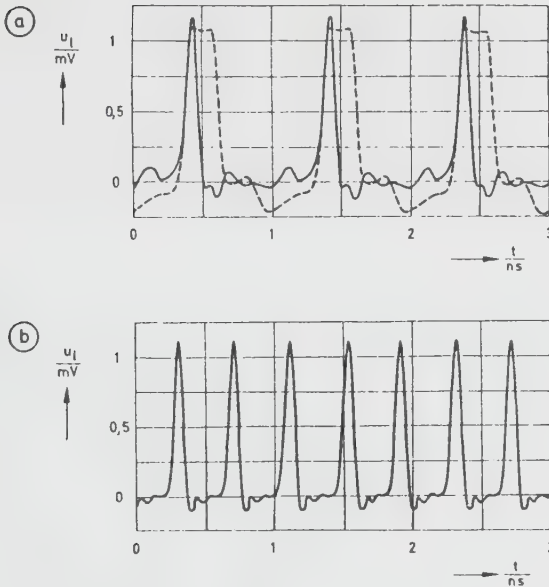


Abb. 33 Gemessene Impulse des Generators mit unterschiedlicher Breite bei einer Impulsfolgefrequenz von 1 GHz (a) und 2,5 GHz (b)

In Abb. 33 sind verschiedene erzielte Ausgangsimpulse des Generators dargestellt. Es wurden Speicherschaltioden der Fa. Aertech (A4S 008, s. Anhang, Tab. A1) verwendet. Die Impulse nach Abb. 33a besitzen eine Bitrate von 1 Gbit/s. Ihre Amplitude von 1,2 V wird mit einer Pumpspannung von $U_{p3,4} = 2,2$ V in den Leitungen (3) und (4) erzeugt. Die Impulshalbwertsbreite ist in einem Fall (durchgezogene Kurve) $T_{pl} = 85$ ps. Mit $U_2 = -0,5$ V fallen die Impulse zeitlich mit dem Maximum der Entladehalbwelle der Pumpspannung zusammen. Es gilt hier $\Delta U_{opt} = \Delta U = +0,4$ V.

Zur Erzeugung der breiten (gestrichelten) Impulse mit $T_{pl} = 258$ ps wurde $U_{p3,4} = 2,2$ V und $U_2 = -0,5$ V beibehalten. Die Impuls- Vorderflanken beider Impulszüge fallen deswegen zeitlich zusammen. Mit $\Delta U = 1,1$ V arbeitet der Generator jetzt jedoch oberhalb seines optimalen Betriebspunktes. In der Zeit leitender Dioden wird die Ausgangsspannung negativ. Wegen des großen ΔU ist dieser Spannungsabfall deutlich zu sehen.

Abb. 33b zeigt die Impulse des Generators mit einer Bitrate von 2,5 Gbit/s. Die Pumpamplitude ist hier $U_{p3,4} = 2,95$ V. Mit $U_2 = -1,5$ V und $\Delta U = +1,5$ V wurde eine Impulsamplitude von 1,25 V bei einer Halbwertsbreite von 80 ps erreicht.

Die mit diesem Generator maximal erreichbare Impulsamplitude ist gleich der halben Durchbruchspannung U_{BR} der verwendeten Speicherschaltioden. Im Experiment war $U_{BR} = 20$ V und somit $U_{1,max} = 10$ V.

Die erzeugte Bitrate wird ausschließlich durch die Frequenz der Pumpquelle festgelegt. Innerhalb des Arbeitsbereiches des Generators kann für jede Frequenz und Impulsamplitude der optimale Betriebspunkt eingestellt werden. Allerdings müssen für bestimmte Bitraten- Bereiche jeweils passende Speicherschaltioden gewählt werden. Als grobe Näherung zur Auswahl der Dioden kann hier das folgende gelten: Um die Ladungsverluste in den Dioden klein zu halten und um das Schalten der Dioden im Maximum der Pumpspannung zu gewährleisten, sollte eine angenommene mittlere Periodendauer der Impulse etwa 10 mal kleiner sein als die mittlere Ladungsträgerlebensdauer in den Dioden. Damit sind bei handelsüblichen Dioden die Anstiegszeiten etwa 30 mal kleiner als die Periodendauer (siehe Tab. A1). Sind die Dioden nach dieser Näherung ausgewählt worden, so kann die Bitrate des Impulsgenerators ohne weiteres etwa um den Faktor 7 gegenüber der Ausgangsbitrate erhöht bzw. auf etwa 1/7 von ihr reduziert werden. Mit den hier gewählten Dioden (Aertech, A4S 008, $\tau = 15$ ns, $t_x = 50$ ps) ist der Impulsgenerator im Bereich von etwa 100 Mbit/s bis 5 Gbit/s anwendbar.

Die maximale Bitrate von 5 Gbit/s wird durch die Bedingung festgelegt, daß die Dauer der Entladehalbwelle der Pumpspannung mindestens doppelt so groß sein muß wie die Anstiegszeit der Dioden. Damit kann die später schaltende Diode (entsprechend dem optimalen Betrieb) gerade noch dann mit dem Schaltvorgang beginnen, wenn die andere den ihren beendet hat.

Zunächst wird angenommen, daß die Pumpspannung und die Eingangsspannung phasenstarr zueinander sind. Das kann durch eine direkte phasenstarre Kopplung beider Spannungen gegeben sein, indem die Eingangssignale und die Pumpspannung z.B. aus einem Generator abgeleitet werden. Die phasenstarre Kopplung kann jedoch auch durch Ableiten der Pumpspannung aus dem Eingangssignal mit Hilfe eines Phasenregelkreises (Phase locked loop, (PLL)) erreicht werden /39/ - /41/.

Die Schaltung nach Abb. 34 entspricht bis auf die beiden Signalquellen u_{eo} und $-u_{eo}$ der Schaltung nach Abb. 18. Mit Hilfe dieser beiden Signalquellen kann die Schaltung im Gegentakt angesteuert werden. Mit $u_{eo} > 0$ wird SSD_1 (etwas) entladen und entsprechend wird SSD_2 mit $-u_{eo}$ zusätzlich geladen. Die Differenzladung beider Speicherschalttdioden entspricht folglich der doppelten Signalladung eines Eingangsimpulses. Damit werden auch die

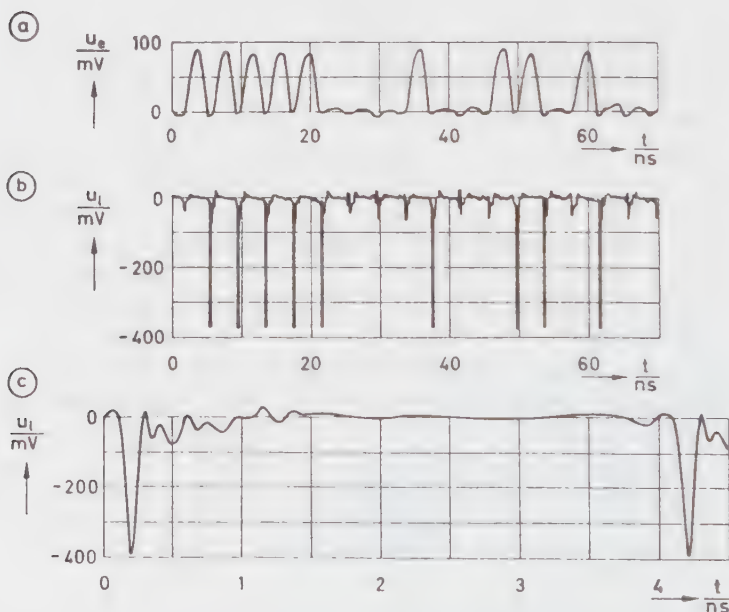


Abb. 35 Gemessene Eingangssignale (a) und Ausgangssignale (b) und (c) der Impulsformerschaltung bei einer Bitrate von 250 Mbit/s (in (c) sind die Ausgangsimpulse in einem gespreiztem Zeitmaßstab dargestellt)

Ausgangssignale mit doppelter Ladung erzeugt. Ist nur eine Signalquelle vorhanden, so entspricht die Ladung der Ausgangsimpulse auch der Ladung eines Eingangsimpulses.

In der Abb. 35 sind die gemessenen Eingangssignale u_e (Abb. 35a) und die Ausgangsimpulse (Abb. 35b und c) der Impulsformerschaltung bei einer Bitrate von 250 Mbit/s dargestellt. In diesem Fall wurde die Schaltung nicht im Gegentakt angesteuert, d.h. es galt $-u_{eo} = 0$. Die verwendeten Speicherschaltioden waren vom Typ HP,5o82 - 0008 (s. Anhang, Tab. A1) mit LID- Gehäusen.

Die Phasenverschiebung von etwa 180° zwischen den Eingangs- und Ausgangsimpulsen ist deutlich zu erkennen (Abb. 35a und b). Ferner findet eine erhebliche Impulsverkürzung statt. Die Amplitude der Eingangsimpulse beträgt hier 80 mV und ihre Halbwertsbreite ist 2,25 ns. Die Ausgangsimpulse besitzen eine Amplitude von $U_1 = 380$ mV, ihre Halbwertsbreite ist $T_{p1} = 85$ ps, wobei die Anstiegszeit 67,5 ps und die Abfallzeit 45 ps betragen. Mit diesen Werten ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V_u = 4,75$ (13,6 dB) und eine Impulsbreitenreduzierung von $T_{pe}/T_{p1} = 26,5$.

In der Abb. 35c sind zwei aufeinanderfolgende Ausgangsimpulse in gespreiztem Zeitmaßstab dargestellt. Die kurzen Impulsbreiten, bezogen auf die Periodendauer, sind bei dieser Bitrate ein wesentliches Merkmal der Impulsformerschaltung.

Auch in dieser Schaltung kann ein optimaler Betriebspunkt festgelegt werden. Er ist nach Kap. 3.2.2 dadurch gekennzeichnet, daß die Signalladung der Eingangsimpulse und die Amplitude der Pumpspannung so aufeinander abgestimmt sind, daß eine Speicherschaltiode gerade dann den Schaltvorgang beginnt, wenn die andere ihren beendet.

Die Pumpspannung von $U_{p3,4} = 1$ V in den Leitungen (3) bzw. (4) ist bei $U_1 = 380$ mV geringfügig größer als der optimale Wert. Die eingestellte Pumpspannungs- Amplitude wird durch die Forderung festgelegt, daß

a: die Breite der Ausgangsimpulse klein und die Spannungsverstärkung groß werden soll; damit muß auch U_p groß sein,

b: Störspannungen, die insbesondere durch ein Überspringen am Ende der Impulse entstehen, klein sind; damit darf U_p nicht wesentlich größer als $U_{p,opt}$ sein (s. Abb. 29).

Wie aus Abb. 35c ersichtlich ist, ist mit den dort eingestellten Betriebsspannungen das Überspringen der Impulsflanken relativ klein.

Hinter den Impulsen sind etwa 1 ns lange Störspannungen auf der Grundlinie der Ausgangssignale vorhanden. Sie entstehen durch nicht kompensierte Schwingungen, die durch die schnellen Schaltflanken der Speicherschaltioden angeregt werden und in der Zeit sperrender Dioden existieren. Bei einer Bitrate von 250 Mbit/s (Periodendauer $T = 4$ ns) sperren die Dioden etwa 1 ns lang ($T/4$). Diese Zeit ergibt sich daraus, daß durch geeignete Vorspannungen U_1 und U_2 die Dioden im Maximum der Entladehalbwelle schalten.

In Abb. 36 sind gemessene Ein- und Ausgangsimpulse der Impulsformerschaltung bei einer Bitrate von 1,12 Gbit/s dargestellt. Diese Bitrate wurde im Hinblick auf eine im Kap. 4.2.1 beschriebene Anwendung gewählt. Die Amplitude der Pumpspannung in den Leitungen (3) und (4) ist hier $U_{p3,4} = 5$ V. Die Schaltung wird im Gegentakt mit den Eingangssignalen u_{eo} und $-u_{eo}$ angesteuert. Der Impulszug (Abb. 36a) zeigt die Eingangssignale der Quelle $-u_{eo}$ mit einer Amplitude von 1 V und der Impulshalbwertsbreite von 475 ps. In Abb. 36b werden zwei aufeinanderfolgende Ausgangsimpulse dargestellt. Die Amplitude ist dort 3,4 V, die Halbwertsbreite 80 ps bei einer Anstiegszeit von 55 ps und einer Abfallzeit von 44 ps. Damit ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V_u = 3,4$ (10,6 dB) bei einer Impulsbreitenreduzierung von $T_{pe}/T_{pl} = 6$.

Die Breite der Ausgangsimpulse ist hier geringfügig kleiner als bei den in Abb. 35 dargestellten Impulsen. Da hier jedoch erheblich höhere Pumpspannungen geschaltet werden, ergeben sich auch kleinere mittlere Sperrschichtkapazitäten der Dioden und somit auch kürzere Schaltzeiten. Andererseits begrenzen weitere Faktoren, wie z.B. "Ramping" und "Rounding" der Dioden (s. Kap. A1), sowie parasitäre Effekte, die durch die Größe der Zuleitungsinduktivitäten, der Gehäusekapazitäten und der geometrischen Lage der Dioden in der Schaltung gegeben sind, die minimale Anstiegszeit. Ferner

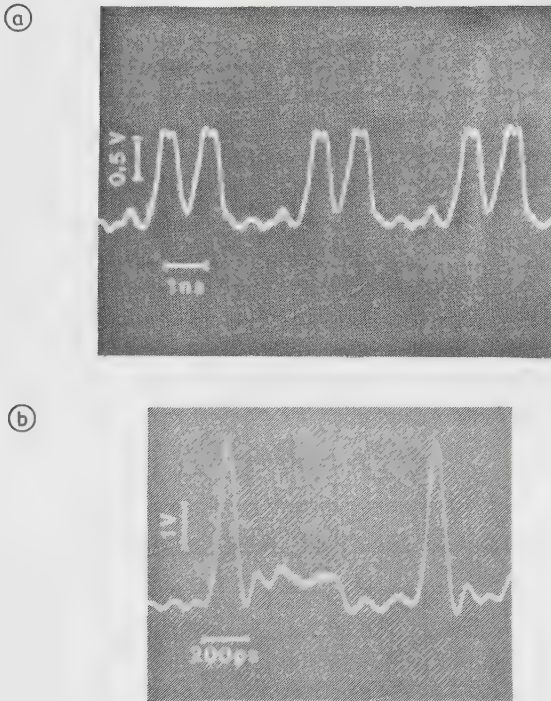


Abb. 36 Gemessene Eingangssignale (a) und zwei aufeinanderfolgende Ausgangsimpulse (b) der Impulsformerschaltung bei einer Bitrate von 1,12 Gbit/s

können wegen der oberen Grenzfrequenz des Verzweigungspunktes von etwa 12 GHz nicht beliebig kurze Ausgangsimpulse erzeugt werden.

Wie sowohl in der Abb. 35c als auch in der Abb. 36b zu sehen ist, sind die Rückflanken der Ausgangsimpulse kürzer als die Vorderflanken. Dieser Effekt tritt auf, wenn die Schaltung in der Nähe ihres optimalen Betriebspunktes arbeitet. Er wird durch das Überspringen der zuerst schaltenden Speicherschaltodiode verursacht. Die Spannung an dieser Diode fällt nach dem ersten Überspringen schnell ab; gleichzeitig steigt die Spannung an der später schaltenden Diode an. Die Differenz beider Spannungen geht dadurch

sehr schnell gegen Null, was zu einer sehr kurzen Rückflanke der Ausgangsimpulse führt.

Zur Ermittlung der inneren Funktionsweise der Impulsformerschaltung wurde sie mit Hilfe eines Netzwerkanalyseprogramms (REGENT der Fa. AEG-Telefunken, Ulm) /58/ im Zeitbereich numerisch simuliert. Hierfür wurden die in der Abb. 36 dargestellten Spannungsverläufe rechnerisch nachvollzogen. Die Beschreibung des Verzweigungspunktes des modifizierten Hybriden T erfolgte mit Hilfe der Brückenersatzschaltung nach Abb. 4. Sie gibt bei den hier in der Praxis auftretenden zeitlichen Spannungsverläufen das Verhalten des realen Verzweigungspunktes hinreichend gut wieder. Die Beschreibung der Speicherschaltioden erfolgte entsprechend ihrem Ersatzschaltbild nach Abb. A4. Ausführliche Angaben zur Simulation sind im Anhang zu finden.

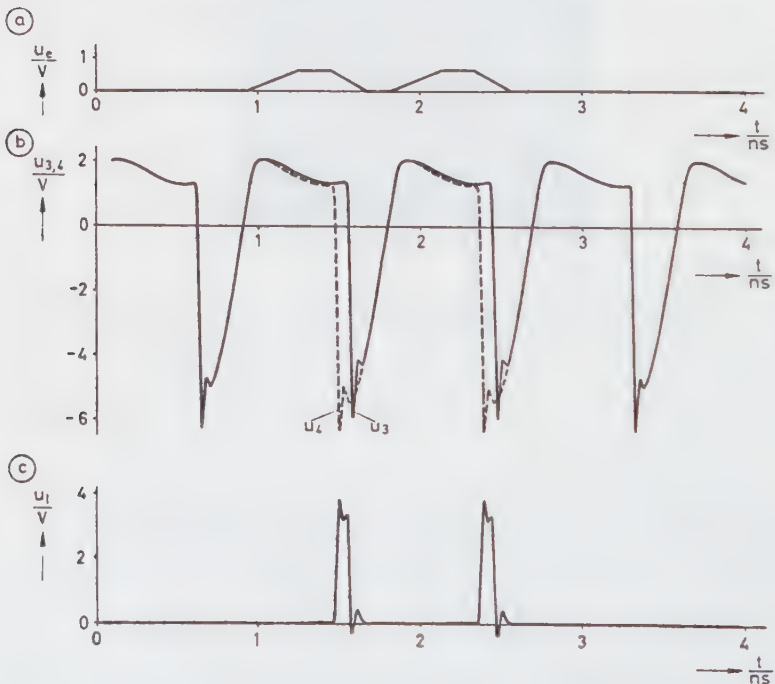


Abb. 37 Der Simulation entnommenen Eingangsimpulse (a), der Spannungen u_3 und u_4 (b) sowie der Ausgangsimpulse (c) der Impulsformerschaltung

In der Abb. 37 sind die aus der Simulation gewonnenen Spannungsverläufe dargestellt, wobei die Versorgungsspannungen entsprechend dem in der Abb. 36 eingestellten Betrieb eingesetzt wurden (Bitrate: 1,12 Gbit/s, $U_{p3,4} = 5$ V, Gegentaktansteuerung). Ferner gilt $U_1 = U_2$. Abb. 37a zeigt das Eingangssignal $-u_e$ der Schaltung. Es ist den gemessenen Eingangssignalen nach Abb. 36a angenähert.

In der Abb. 37b werden die Spannungen u_3 und u_4 dargestellt. In der Zeit, in der u_3 bzw. $u_4 > 0,6$ V ist, leitet die jeweilige Diode. Die Spannung an den leitenden Dioden wird von einem, durch die Zuleitungsinduktivitäten verursachten, sinusförmigen Anteil überlagert. Die durch die Eingangsimpulse bewirkte Spannungsdifferenz an den Dioden ist sehr klein, so daß die Eingangssignale in der Zeit ihres Erscheinens praktisch nicht zum Ausgang gelangen. Dieser berechnete Sachverhalt wurde durch Messungen bestätigt.

Die Amplitude der berechneten Ausgangsimpulse von $U_1 = 3,8$ V in Abb. 37c stimmt annähernd mit der gemessenen ($U_1 = 3,4$ V) überein. Die Impulshalbwertsbreite beträgt in der Simulation $T_{pl} = 70$ ps (Messung: $T_{pl} = 80$ ps). Eine nicht so gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation zeigt das transiente Verhalten der Speicherschalttdioden. Die Anstiegszeit der simulierten Dioden von 20 ps liegt deutlich unter der gemessenen von 50 ps. Damit erhalten die Ausgangsimpulse der Simulation sogar ein angedeutetes Impulsdach. Die angeregten, gedämpften Schwingungen im Anschluß an die Schaltflanken sind den Ausgangsimpulsen deutlich sichtbar überlagert.

Die Ursache für die kurzen errechneten Dioden- Anstiegszeiten liegt in der Verwendung des vereinfachten Ersatzschaltbildes der Speicherschalttdioden. Das von Tielert /57/ eingeführte und das transiente Verhalten besser beschreibende Ersatzschaltbild ist mit dem vorhandenen Netzwerkanalyseprogramm nicht anwendbar, weil damit die Rechenzeiten extrem lang würden. Die wesentlichen Eigenschaften der Schaltung können jedoch auch mit dem verwendeten Ersatzschaltbild deutlich gemacht werden.

Ein weiterer Vergleich zwischen Messung und Simulation zeigt, daß die Spannung in den Pausen der berechneten Impulse, mit Ausnahme der gedämpften Schwingung, praktisch Null ist, während sich in der Messung hingegen (Abb. 36b) ein nicht vernachlässigbarer Spannungsabfall in der zweiten Hälfte der Impulspause ergibt. Nun werden in der Simulation die Schaltungskomponenten als ideale Bauelemente (z.B. der Verzweigungspunkt) sowie die Speicherschalt-dioden als identisch angenommen. Die Annahme über identische Dioden trifft jedoch gerade für die Messung nach Abb. 36 nicht zu. Es wurden dort nichtselektierte Dioden verwandt. Das hat zur Folge, daß auf Grund der Streuung der Diodenparameter die Dioden ungleich geladen und entladen werden. Dieses unsymmetrische Verhalten kann mit U_1 bzw. U_2 kompensiert werden. Man stellt hierfür $\Delta U = U_1 - U_2$ so ein, daß kein Ausgangssignal erzeugt wird, wenn kein Eingangssignal erschienen ist. Mit $\Delta U \neq 0$ tritt jedoch auch die in Kap. 4.1 diskutierte Spannungsverschiebung in der zweiten Hälfte der Impulspausen auf.

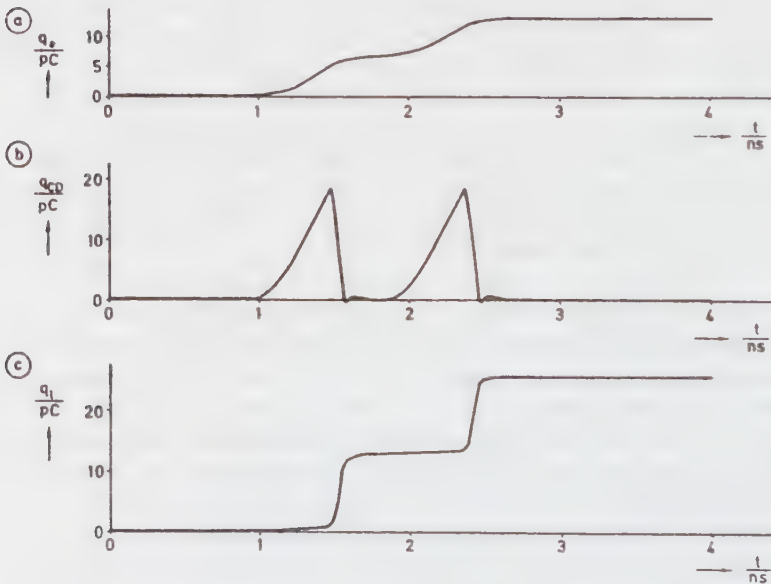


Abb. 38 Signalladungen in der Impulsformerschaltung für die Betriebsweise nach Abb. 37 ((b): in den Speicherschalt-dioden gespeicherte Signalladung, (c): durch die Lastwiderstände transportierte Ladung)

Die in der Abb. 38 dargestellten zeitlichen Verläufe der beiden wichtigsten Signalladungen dienen zum Aufstellen einer Ladungsbilanz in der Simulation nach Abb. 37. Zur Ermittlung der Einfügungs- Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad) wird von der in einer Meßschaltung nach Abb. 20a ermittelten Gesamtladung der Eingangsimpulse beider Signalquellen ausgegangen. Sie beträgt hier 13 pC. In der Abb. 38a ist der zeitliche Ladungsverlauf eines Signalimpulses ($-u_{e0}$) dargestellt. Die in den Speicherschaltioden gespeicherte Signalladung q_{CD} ist dann am größten, wenn die Ausgangsimpulse beginnen (Abb. 38b), und beträgt $Q_{CD} = 18,3$ pC. Diese Ladung ist um den Faktor 1,4 größer als die in der Meßschaltung am Referenzwiderstand von 50Ω abgegebene Signalladung. Damit wird deutlich, daß die dynamische Impedanz der Speicherschaltiode für das Eingangssignal sehr viel kleiner als 50Ω ist. Sie beträgt nach der Simulation etwa 9Ω und wird im wesentlichen durch die Zuleitungsinduktivitäten bestimmt. Der Ladungsverlust durch Rekombination in den Dioden ist mit ungefähr 1 % der Speicherladung vernachlässigbar klein. Die gesamte in einer Diode gespeicherte Ladung (Grundladung und Signalladung) beträgt hier 33 pC.

Mit dem Ausgangssignal wird die Signalladung in den Dioden abgebaut und ist in der Zeit sperrender Dioden Null. Unterschiedliche Ladungen in den Sperrschichtkapazitäten stellen sich nicht ein, weil beide Dioden praktisch mit gleichen Pumpspannungen gesteuert werden. Erst mit Beginn der leitenden Phase und dem erneuten Eintreffen von Eingangssignalen baut sich wieder eine Differenzladung in den Dioden auf.

In der Abb. 38c ist die durch beide Lastwiderstände transportierte Signalladung q_1 aufgetragen. Nur ein relativ kleiner Teil der Eingangssignalladung gelangt direkt zum Ausgang der Schaltung und kann somit nicht in den Dioden gespeichert werden. Auf diese Weise gehen hier 1,5 pC, das sind 8,2 % der gespeicherten Signalladung, verloren.

In der Zeit, in der die Ausgangsimpulse vorhanden sind, steigt die durch die Lastwiderstände transportierte Ladung stark an. Beide Ausgangsimpulse enthalten die Ladung $Q_1 = 11,2$ pC, das sind 61 % der gespeicherten Signalladung. Diese Ladungsver-

stärkung (V_{q4}) ist hier erheblich kleiner als 1, so daß sich die Frage nach der Ursache dieser Verluste stellt.

Die Ströme der Ausgangsimpulse setzen sich aus zwei Komponenten zusammen. Durch Einsetzen der Gl. (32) und (33) in die Gl. (34) ergeben sich die Ausgangsströme zu $i_5 = i_6 = 0,5 (i_4 - i_3)$. Nun sperrt die Diode SSD_2 auf Grund der Eingangssignale früher als SSD_1 ; i_3 wird dann im wesentlichen durch die kleine dynamische Impedanz der leitenden Diode SSD_1 (Z_3) bestimmt (Gl. (32)) und i_4 durch den Innenwiderstand R_s der Signalquelle in der Leitung (4) (Gl. (33)). Der Strom i_3 beinhaltet die Signalladung. Diese wird am Ausgang um den Anteil vermindert, der durch die Impedanz Z_4 (R_s) auf der Seite der sperrenden Diode transportiert wird (i_4).

Eine rechnerische Abschätzung der Ladungsverstärkung V_{q4} kann mit den folgenden Gleichungen vorgenommen werden (Abb. 39). Es gilt

$$V_{q4} = \frac{Q_1}{Q_{CD}} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} (i_5 + i_6) dt}{\int_{t_1}^{t_2} (i_{SSD2} - i_{SSD1}) dt}, \quad (53)$$

wobei die Zeit t_1 den Anfang und t_2 das Ende der Ausgangsimpulse bezeichnet. Mit der Annahme, daß i_5 , i_6 und $i_{SSD2} - i_{SSD1}$ den gleichen zeitlichen Verlauf besitzen sowie i_{SSD2} im interessierenden Zeitbereich Null ist, ergibt sich

$$V_{q4} \approx \frac{I_4 - I_3}{-I_{SSD1}}. \quad (54)$$

Die Bestimmung der Ströme erfolgt mit Hilfe der Abb. 39. Dort sind die durch die Gl. (32) und (33) beschriebenen Teilersatzschaltbilder dargestellt. Mit $u_{pa} = \sqrt{2} u_{p3} = \sqrt{2} u_{p4}$ erhält

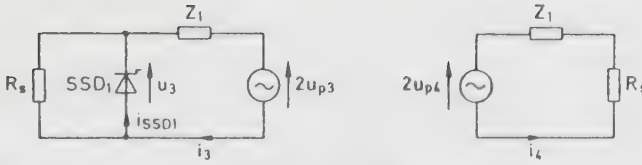


Abb. 39 Teilersatzschaltbilder zur Abschätzung der Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad) der Impulsformerschaltung

man durch Maschenumläufe

$$i_3 \approx \frac{1}{Z_1} (2u_{p3} - u_3)$$

$$i_4 \approx \frac{1}{Z_1 + R_s} 2u_{p4} \quad (55)$$

$$i_{SSD1} \approx \frac{1}{Z_1} (2u_{p3} - u_3) - \frac{u_3}{R_s}.$$

In diesen Gleichungen sind die Vereinfachungen $Z_3 = 0$ und $Z_4 = R_s$ enthalten. Die Spannung u_3 muß entweder gemessen oder einer Simulation entnommen werden.

Mit $R_s = Z_1$ oder wenn R_s gegen unendlich geht, wird V_{q4} unabhängig von u_{p3} , u_{p4} und u_3 . Im ersten Fall ist $V_{q4} = 0,5$ und im zweiten wird $V_{q4} = 1$. Um einen großen Ladungswirkungsgrad zwischen der gespeicherten Signalladung und der Ladung der Ausgangsimpulse zu erhalten, sollte der Innenwiderstand der Signalquelle also groß sein ($R_s > Z_1$).

Bei Verwendung nichtidealer Dioden ist die Einfügungs- Ladungsverstärkung der gesamten Schaltung immer kleiner als 1; die rechnerische Simulation nach Abb. 37 und 38 ergab den Wert $V_q = 0,86$.

Um aufzuzeigen, daß die Impulsformerschaltung auch kleine Signalimpulse verarbeiten kann, werden in der folgenden Liste die wichtigsten Daten einer weiteren Messung und der entsprechenden Simulation angegeben:

Bitrate: 339 Mbit/s

Keine Gegentaktansteuerung

Verwendete Dioden: Aertech, A4S 008 (s. Tab. A1)

Amplitude der Eingangsimpulse: 9 mV

Breite der Eingangsimpulse: 1,8 ns

Amplitude der Ausgangsimpulse: 54 mV

Breite der Ausgangsimpulse: 100 ps

Amplitude der Pumpspannung: 700 mV

	Messung	Simulation
Signalladung eines Eingangs-impulses an $R_1 = 50 \Omega$	$Q_e = 0,3 \text{ pC}$	$Q_e = 0,3 \text{ pC}$
Tatsächlich in die Schaltung fließende Signalladung		$Q_{RS} = 0,54 \text{ pC}$
In die Speicherschaltodiode fließende Signalladung		$Q_{SSD} = 0,473 \text{ pC}$
In der Speicherschaltodiode gespeicherte Signalladung		$Q_{CD} = 0,437 \text{ pC}$
Ladung beider Ausgangsimpulse	$Q_1 = 0,22 \text{ pC}$	$Q_1 = 0,23 \text{ pC}$

Hiermit lassen sich die einzelnen Ladungsverstärkungen (Ladungswirkungsgrade) angeben, nämlich

$$v_{q1} = \frac{Q_{RS}}{Q_e} = 1,8$$

$$v_{q2} = \frac{Q_{SSD}}{Q_{RS}} = 0,876$$

$$v_{q3} = \frac{Q_{CD}}{Q_{SSD}} = 0,924$$

$$v_{q4} = \frac{Q_1}{Q_{CD}} = 0,526$$

$$V_q = \frac{Q_1}{Q_e} = \begin{cases} 0,767 & (\text{Simulation}) \\ 0,733 & (\text{Messung}). \end{cases}$$

Damit fließen 12,4 % der in die Schaltung eingebrachten Signalladung sofort zum Ausgang der Schaltung und nicht in die Speicherschaltodiode. Die Rekombinationsverluste sind bei dieser Bitrate mit 8,3 % schon recht groß geworden. 47,4 % der in den Diffusionskapazitäten der Dioden gespeicherten Signalladung geht während des Ausräumens der Dioden verloren. Die Einfügungs- Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad) liegt bei der Messung und der Simulation bei etwa $V_q = 0,75$. Die Leistungsverstärkung der gemessenen Impulse beträgt $V_p = 4,36$ (6,4 dB). Bei einer Ermittlung der Leistungsverstärkung mit Hilfe von Gl. 48 ergibt sich $V_p = 4,4$.

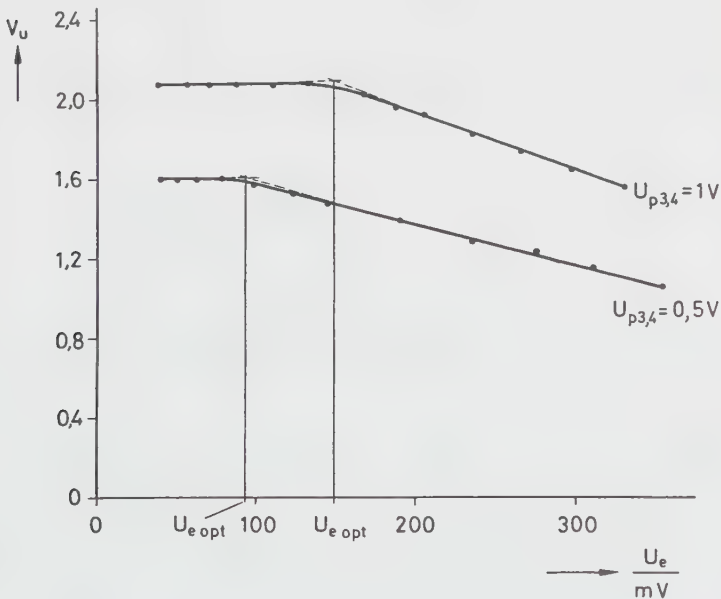


Abb. 40 Gemessene Einfügungs- Spannungsverstärkung der Impulsformerschaltung als Funktion der Signalspannung U_e

In der Abb. 40 ist die Einfügungs- Spannungsverstärkung $V_u = U_1/U_e$ als Funktion der Eingangssignalspannung U_e dargestellt. Die Pumpspannungsamplitude $U_{p3,4}$ wird dabei konstant gehalten. Die Bitrate ist hier wieder 1 Gbit/s. Weiterhin gilt $U_1 = U_2 = 800$ mV. Die Breite der Eingangsimpulse ist mit $T_{pe} = 440$ ps konstant und die Schaltung wird nur mit einer Signalquelle angesteuert.

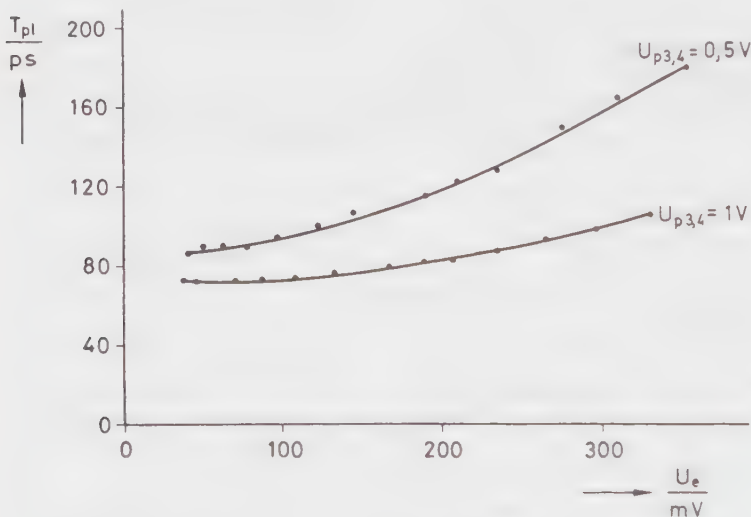


Abb. 41 Halbwertsbreite der Ausgangsimpulse als Funktion der Signalspannung U_e

Zunächst werde die Kurve für $U_{p3,4} = 1$ V betrachtet. Für Eingangsspannungen von $U_e < 150$ mV ist $V_u = 2,08 = \text{konstant}$. Bei größeren Eingangsspannungen ($U_e > 150$ mV) nimmt V_u annähernd linear mit U_e ab. Die Ursache hierfür zeigt Abb. 41. Dort ist die Breite der Ausgangsimpulse als Funktion von U_e aufgetragen. Für kleine Eingangsspannungen ist T_{p1} mit 72 ps etwa konstant und steigt anschließend mit größer werdendem U_e an. Diese beiden Abb. beschreiben die gleiche prinzipielle Abhängigkeit $U_1 = f(U_e)$ bei der Impulsformerschaltung wie die Abb. 25 und 26 ($U_1 = f(\Delta U)$) beim Impulsgenerator. Der optimale Betriebspunkt wird hier bei einer Eingangsspannung von $U_e = 150$ mV

erreicht. Die Breite der Ausgangsimpulse beträgt dann 78 ps. Die Einfügungs- Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad) ergibt sich unabhängig von der Amplitude der Eingangsimpulse zu $V_q = 0,75$.

In einer weiteren Meßreihe wurde $U_{p3,4}$ auf 500 mV reduziert, während $U_1 = U_2 = 800$ mV bestehen blieb. Damit stellt sich der optimale Betriebspunkt bei $U_e = 90$ mV ein. Weil sich mit kleinerer Pumpspannung auch die mittleren Sperrschiebkapazitäten der Speicherschaltioden vergrößern, wird die Breite der Ausgangsimpulse größer. Im optimalen Betriebspunkt sind hier die Ausgangsimpulse 96 ps breit. Durch die kleinen Pumpspannungsamplituden werden nun auch die Dioden nicht mehr voll aufgesteuert und sind folglich auch nicht sehr niederohmig. Als Folge davon stellt sich ein geringerer Ladungswirkungsgrad ein ($V_q = 0,67$). Auf Grund des reduzierten V_q und der vergrößerten Impulsbreite verkleinert sich die Spannungsverstärkung. Ihr maximaler Wert ergibt sich zu $V_u = 1,6$.

In den bisherigen Messungen und Berechnungen wurde davon ausgegangen, daß die relative Phasenlage der Eingangsimpulse,

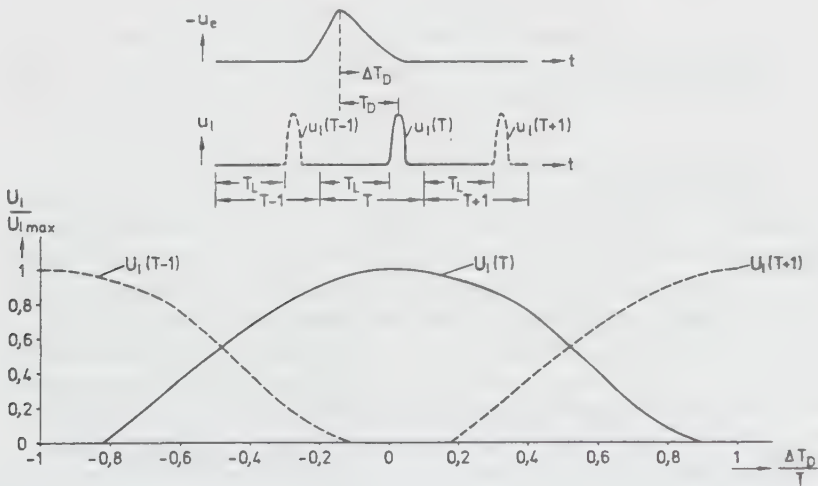


Abb. 42 Gemessene Amplituden der Ausgangsimpulse bei einer zeitlichen Verschiebung der Eingangssignale relativ zur Pumpspannung

bezogen auf die Pumpspannung, fest eingestellt ist und ihren optimalen Wert T_D hat (Abb. 42). Bei T_D wird die gespeicherte Ladung der Eingangssignale und damit die Amplitude der Ausgangsimpulse maximal. T_D ergibt sich aus der halben Zeit leitender Dioden plus der halben Ausgangsimpulsbreite und beträgt bei einer Bitrate von 1 Gbit/s etwa 370 ps. In der Abb. 42 werden nun die Amplituden der Ausgangsimpulse bei dieser Bitrate dargestellt, wenn sich die Eingangsimpulse relativ zur Pumpspannung zeitlich verschieben ($\Delta T_D \neq 0$). Die Fußbreite der Eingangsimpulse wurde hierbei etwas geringer als die Periodendauer T eingestellt. Mit $\Delta T_D = 0$ fallen die Eingangsimpulse voll in die Zeit leitender Speicherschalttdioden. Die Eingangsimpulse erzeugen dann keine Signalladung in den zeitlich benachbarten Perioden und somit entstehen dort auch keine Ausgangsimpulse.

Kleine zeitliche Verschiebungen (z.B. durch Phasen- "Jitter") ($\Delta T_D \neq 0$) lassen die Eingangsimpulse zum Teil in die Zeit sperrender Dioden wandern. Damit wird die gespeicherte Signalladung und somit auch die Amplitude der Ausgangsimpulse etwas kleiner. Bei größerer Verschiebung ΔT_D (die z.B. durch eine schlechte Synchronisation zwischen der Pumpspannung und den Eingangssignalen auftreten kann) erzeugen die Eingangsimpulse in der entsprechenden, benachbarten Periode eine Signalladung und damit auch dort Ausgangsimpulse. Die beschriebenen Vorgänge wiederholen sich periodisch mit $|\Delta T_D| = T$.

Das Frequenzverhalten der Impulsformerschaltung muß, bezogen auf die Pump- und Eingangssignale, getrennt betrachtet werden. Das Verhalten des Impulsgenerators als Funktion der Pumpfrequenz wurde bereits in Kap. 4.1 betrachtet. Das Verfahren kann hier im Prinzip übernommen werden. Daß hier die Differenzladung auf den Dioden nicht durch ΔU , sondern durch die Eingangssignale hervorgerufen wird, ist dabei nicht von primärer Bedeutung. Lediglich die obere Frequenzgrenze liegt wegen der bei hohen Frequenzen reduzierten Spannungsverstärkung etwas tiefer. Werden die Dioden (HP, 5082 - 0008) (s. Tab. A1) verwendet, so ist die Impulsformerschaltung etwa im Bereich von 200 MHz - 3 GHz verwendbar. Bei Verwendung der Dioden (Aerotech, A4S 008) liegt die untere Grenze der Pumpfrequenz bei etwa 100 MHz und die obere ebenfalls bei etwa 3 GHz. Bei tieferen Pumpfrequenzen steigen die Ladungsverluste

in den Dioden durch Rekombination stark an. Sollen also kleinere Bitraten verarbeitet werden, so sind Dioden mit einer größeren Ladungsträgerlebensdauer zu verwenden.

Eine absolute untere Frequenzgrenze wird durch die Kurzschlußschleife der Leitungen (1) und (2) verursacht. Sie liegt parallel zu den Ausgangsleitungen (5) und (6). Diese untere Grenzfrequenz liegt im kHz- Bereich.

Die Häufigkeit, in der die Eingangsimpulse auftreten, hat bei einer gegebenen Bitrate keinen Einfluß auf die Funktion der Schaltung. Zwar werden die seriell zu den Speicherschaltioden liegenden Blockkapazitäten mit jedem Eingangsimpuls geringfügig umgeladen, jedoch wird anschließend mit jedem Entladen der Dioden auch diese Ladung wieder entfernt. Damit arbeitet die Impulsformerschaltung unabhängig vom Muster der Eingangssignale, z.B. werden sehr lange "Null"- Folgen genauso gut wie eine lange "Eins"- Folge übertragen.

4.2.1 ANWENDUNGEN DER IMPULSFORMERSCHALTUNG IN MULTIPLEXERN

In zukünftigen breitbandigen digitalen Nachrichtenübertragungssystemen werden voraussichtlich Nachrichtenkanäle mit sehr hohen Bitraten verarbeitet. Zur Zeit sind optische PCM- Nachrichtensysteme im Forschungsstadium, deren Bitraten bei 1,12 Gbit/s liegen /40/, /53/, /54/. I.a. notwendige Komponenten von PCM- Nachrichtensystemen sind Multiplexer, die mehrere (im allgemeinen vier) Kanäle niedriger Bitrate zu einen Kanal entsprechend höherer Bitrate vereinigen. Hierfür müssen die Multiplexer in der Regel die Eingangsimpulse zeitlich definiert verschieben und so formen (verkürzen), daß sie in das Zeitraster des hochratigen Ausgangskanals passen. Beide Forderungen können von der beschriebenen Impulsformerschaltung gut erfüllt werden.

Multiplexer mit Speicherschaltioden wurden bereits von Russer et al. /48/ und Wellens et al. /43/ beschrieben, wobei die im Anhang Kap. A2 beschriebenen Grundsaltungen verwendet wurden. Die maximale erreichte Bitrate für RZ- Ausgangsimpulse ("Return to zero") betrug 2 Gbit/s.

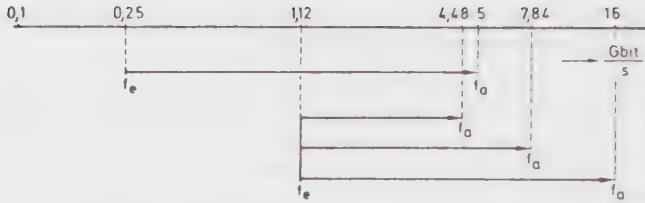


Abb. 43 Eingangs- und Ausgangsbitraten realisierter Multiplexer

Durch die gemeinsame Verwendung des modifizierten Hybriden T und Speicherschaltioden für Multiplexer kann die Breite der Ausgangsimpulse wesentlich stärker als bei den bisher bekannten Grundschaltungen reduziert werden. Damit sind erheblich höhere Bitraten erreichbar. Die im Rahmen dieser Arbeit maximal erzeugte Bitrate betrug 7,84 Gbit/s für RZ- und 16 Gbit/s für NRZ- Ausgangsimpulse ("Non return to zero"), wobei ihre Amplituden mehrere Volt aufwiesen. In der Abb. 43 sind die Bitraten der Ein- und Ausgangskanäle realisierter Multiplexer aufgetragen. So können z.B. ohne Probleme vier Eingangskanäle mit einer Bitrate von 1,12 Gbit/s zu einem Ausgangskanal mit einer Bitrate von 4,48 Gbit/s vereinigt werden. Diese gewählten Bitraten ergeben sich dabei aus einer Extrapolation der vom CCITT genormten Bitraten bisher erstellter Nachrichtensysteme.

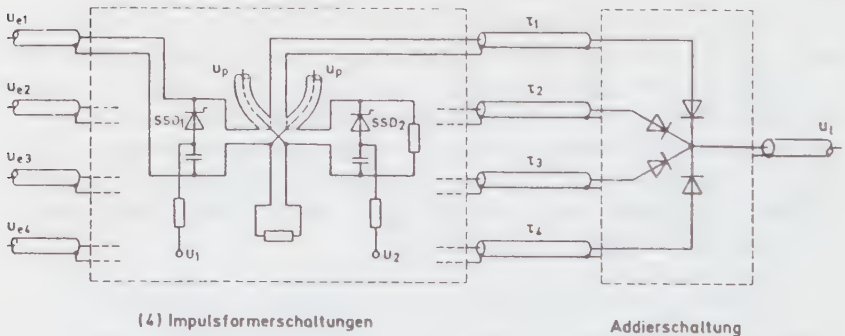


Abb. 44 Prinzipschaltbild des Multiplexers

Abb. 44 zeigt das Blockschaltbild der hier realisierten Multiplexer. Mit Hilfe eines Bitmustergenerators mit vier Ausgängen werden vier digitale Nachrichtenkanäle nachgebildet ($u_{e1} - u_{e4}$). Die Signalimpulse dieser vier Kanäle werden durch je eine Impulsformerschaltung verkürzt. Die jeweiligen Ausgangsimpulse aller vier Schaltungen erscheinen dabei gleichzeitig und werden anschließend über Verzögerungsleitungen ($\tau_1 \dots \tau_4$) einer Addierschaltung (ODER - Gatter) zugeführt. Der zeitliche Abstand der Ausgangsimpulse wird dabei durch die Laufzeiten $\tau_1 \dots \tau_4$ grob voreingestellt. Die Feineinstellung erfolgt, bis auf wenige ps genau, mit Hilfe der Vorspannungen U_1 und U_2 .

Wortgeneratoren mit Bitraten von mehreren Gbit/s sind für Test- und Meßanordnungen interessant. Auch sie können mit diesen Multiplexern realisiert werden. Die Bitrate der Eingangskanäle sollte hier so klein sein, daß ihre Impulse von kommerziellen Logik- Schaltkreisfamilien erzeugt und verarbeitet werden können. Für einen realisierten Multiplexer ist deswegen die Bitrate der Eingangskanäle zu 250 Mbit/s gewählt worden, bei der MECL III- Schaltkreise gut arbeiten. Die Bitrate der Ausgangsimpulse wurde in diesem Fall zu 5 Gbit/s gewählt.

Zunächst soll dieser Multiplexer beschrieben werden. Die Eingangssignale ($u_{e1} - u_{e4}$) werden von einem Bitmustergenerator mit 16 bit Wortlängen geliefert. Die Struktur der Worte ist der einer Quasi- Zufallsfolge (/49/, /50/) sehr ähnlich. Die Ausgangsimpulse eines Kanals des Bitmustergenerators sind in der Abb. 35a dargestellt und in Kap. 4.2 beschrieben worden. Die hieraus folgenden Ausgangsimpulse der Impulsformerschaltung sind in der Abb. 35b und 35c dargestellt und dort ebenfalls erläutert worden.

In Abweichung zur Schaltung des Multiplexers nach Abb. 44 wurde bei dem 5 Gbit/s- Wortgenerator die Addierschaltung nicht mit Schottky- Dioden, sondern mit einem Anpassungsnetzwerk aus Widerständen realisiert. Die in Abb. 44 eingezeichneten (GaAs Schottky-) Dioden wurden aus dem Grund nicht eingesetzt, weil hier die Eingangsimpulse der Addierschaltung mit einer Amplitude von 380 mV zum Durchschalten der Schottky- Dioden zu klein sind.

Die Addierschaltung aus Widerständen dämpft die Impulse um 8,9 dB und vergrößert ihre Halbwertsbreite von 85 ps auf 110 ps. In Abb. 45 sind die Ausgangsimpulse des Multiplexers mit einer Bitrate von 5 Gbit/s dargestellt. Ihre Amplitude ist mit etwa 120 mV relativ klein. Zur Vergrößerung der Impulse müßten die Pumpspannungsamplituden und die Eingangssignale vergrößert werden.

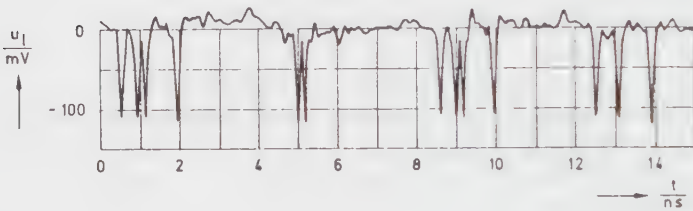


Abb. 45 Ausgangsimpulse des Multiplexers (Eingangsbitrate: 250 Mbit/s, Ausgangsbitrate: 5 Gbit/s)

Bei den im folgenden beschriebenen weiteren Multiplexern, deren Eingangskanäle eine Bitrate von 1,12 Gbit/s besitzen, ist beides vergrößert worden. Die Impulse eines Eingangskanals sind in der Abb. 36a und zwei benachbarte Ausgangsimpulse der Impulsformerschaltung in der Abb. 36b dargestellt. Die generelle Betriebsweise der Schaltung wurde ebenfalls in Kap. 4.2 beschrieben. Ihre Ausgangsimpulse können nun ohne weiteres die verwendeten GaAs Schottky- Dioden (Alpha Industries Inc., CMK- 7705) durchschalten. Diese besitzen eine Sperrschichtkapazität von $C_{spo} = 0,05$ pF und eine Grenzfrequenz von

$$f_o = \frac{1}{2 \pi R_b C_{spo}} = 500 \text{ GHz},$$

wobei $R_b = 6 \Omega$ der Bahnwiderstand der Dioden ist. In der Addierschaltung wurde ein Dioden- Chip mit neun Dioden in die Ausgangsleitung gelötet. Vier der auf dem Chip vorhandenen neun Schottky-

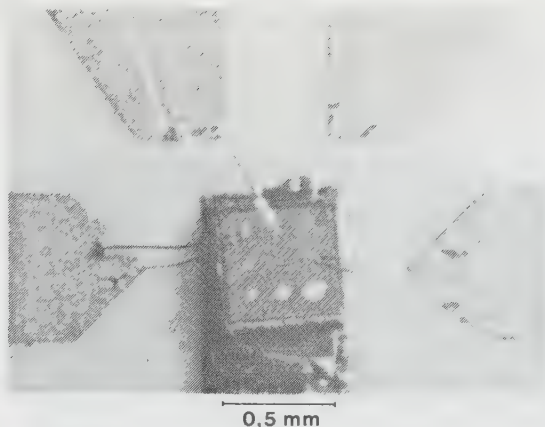


Abb. 46 Geometrischer Aufbau der Addierschaltung (ODER-Gatter)

Dioden wurden dann durch je zwei Bonddrähte mit den Eingangsleitungen verbunden (Abb. 46). Das Substratmaterial besteht aus Aluminiumoxyd (Al_2O_3). Durch diesen Aufbau werden die Impulse in der Addierschaltung praktisch nicht verbreitert.

Abb. 47a zeigt die erhaltenen RZ- Ausgangsimpulse des Multiplexers bei einer Bitrate von 4,48 Gbit/s. Ihre Amplituden betragen etwa 2 V.

Um die Leistungsfähigkeit des Multiplexers aufzuzeigen, wurden mit Hilfe der Einstellung der Verzögerungsleitungen die Ausgangsimpulse so eng geschachtelt bzw. die Ausgangsbitrate so weit erhöht, daß die Ausgangsimpulse gerade noch eine einwandfreie RZ- Struktur aufweisen. Dabei sollte die Bitrate ein ganzes Vielfaches der Bitrate der Eingangskanäle sein. Es wurde so eine maximale Bitrate von 7,84 Gbit/s bei einer Amplitude von etwa 2 V erreicht (Abb. 47b), siehe auch /35/ - /37/.

In verschiedenen Anwendungen werden auch NRZ- Impulse benötigt. Durch weiteres Reduzieren der Impulsabstände kann solch eine Struktur der Ausgangssignale erzeugt werden. Hierfür wurden in einem weiteren Versuch die Impulse bis auf einen Abstand von 62,5 ps zusammengeschoben. Abb. 48a zeigt in einem gespreizten Zeitmaßstab einen Ausschnitt der dann erhaltenen NRZ- Ausgangssignale mit der Impulsfolge00IIIOIOO... bei einer Bitrate

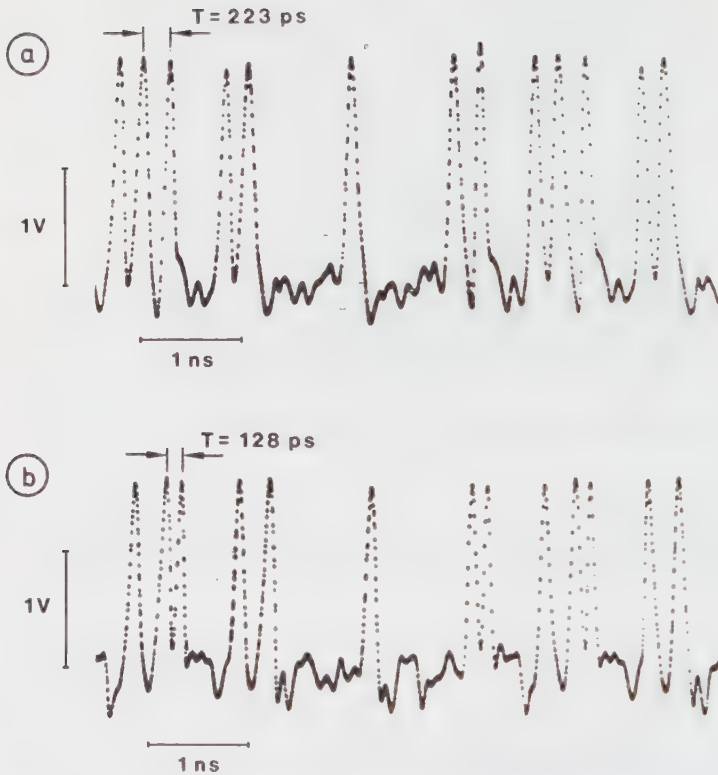


abb. 47 Gemessene RZ- Ausgangsimpulse des Multiplexers (a: 4,48 Gbit/s, b: 7,84 Gbit/s) mit einer Bitrate der Eingangssignale von 1,12 Gbit/s

von 16 Gbit/s und einer Amplitude von 2 V. Die Halbwertsbreite eines Einzelimpulses ist 65 ps, wobei die Anstiegs- und Abfallzeiten etwa 40 ps betragen, vgl. /38/.

Abb. 48b zeigt die NRZ- Ausgangsimpulse in einem größeren Zeitbereich. Weil nur vier Eingangskanäle den Multiplexer ansteuern, sind entsprechend viele "0"-Bit-Stellen in dieser Signalfolge enthalten.

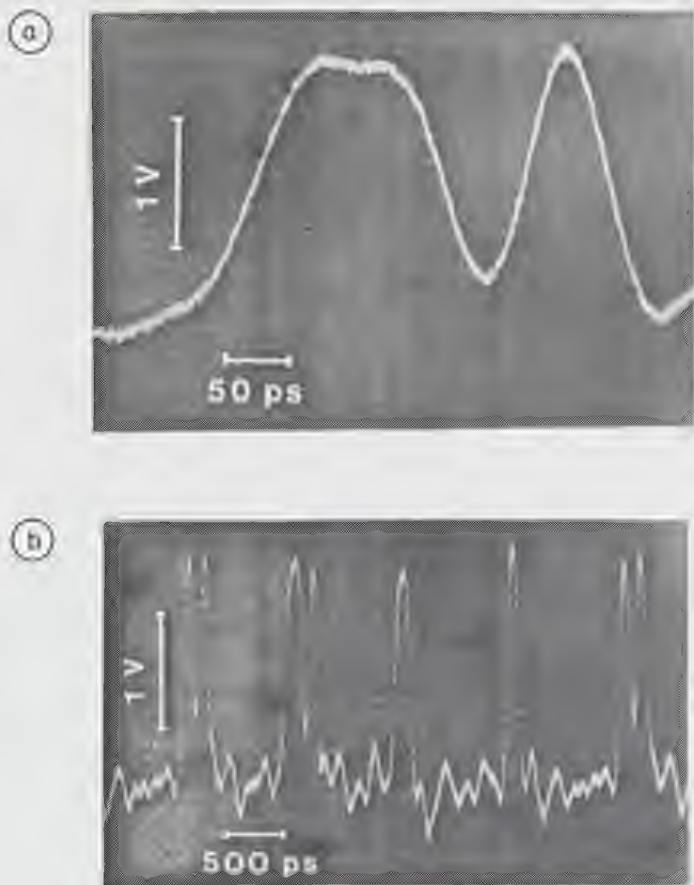


Abb. 48 NRZ- Ausgangsimpulse des Multiplexers von 16 Gbit/s. Die Bitrate der Eingangssignale ist 1,12 Gbit/s

Sind bei einer erheblich vergrößerten Anzahl von Eingangskanälen auch entsprechend mehr Schottky-Dioden in der Addierschaltung angeschlossen, so kann durch die Dioden eine merkliche Impulsverbreiterung bewirkt werden. Somit ist die Zahl der Dioden, und damit auch die maximale Zahl der Eingangskanäle bei sehr hohen Bitraten begrenzt. Jedoch kann, besonders bei Verwendung von noch schneller schaltenden Schottky-Dioden (z.B. CMK- 7702, $C_{\text{spo}} = 0,02 \text{ pF}$, $f_o = 1500 \text{ GHz}$ der Fa. Alpha Industries Inc.) erwartet werden, daß sich bei 16 Gbit/s noch eine erheblich größere Zahl von Eingangskanälen (als vier) in der Addierschaltung verknüpfen läßt.

Die maximale Ausgangsspannung des Multiplexers wird durch die halbe Durchbruchsspannung der verwendeten Speicherschalt-dioden (HP 5082 - 0008) bzw. durch diejenige der Schottky-Dioden festgelegt; beides begrenzt die maximale Impulsamplitude auf etwa 10 V.

4.3 DER DIODEN- DIFFERENZREGENERATOR (DDR)

Ein Dioden- Differenzregenerator (DDR) geht aus der Impulsformerschaltung durch Einfügen von Transistoren in Kollektorschaltung zwischen den Signalquellen und den Speicherschalttdioden hervor (Abb. 19). Die Transistoren fungieren als Übertrager, die den kleinen dynamischen Widerstand der Speicherschalttdiode an den Innenwiderstand der Signalquelle anpassen. Auf diese Weise wird eine Stromverstärkung (Ladungsverstärkung) der Eingangssignale erreicht. In Verbindung mit der Spannungsverstärkung der restlichen Schaltung ist hier eine erhebliche Leistungsverstärkung der Gesamtschaltung möglich. Der DDR läßt sich entsprechend Abb. 19 im Gegentakt ansteuern.

Die Arbeitspunkte der Transistoren werden mit den Gleichspannungen U_{Tr} und den Basisvorwiderständen eingestellt. Die Arbeitspunktströme I_{Co} fließen dabei über die Abschirmungen der Leitungen (1) und (2) zurück zu den Spannungsquellen U_{Tr} .

Im DDR sollten schnellschaltende Transistoren eingesetzt werden (z.B. hier benutzt NEC, V981S, $f_T = 8$ GHz), damit die Eingangsimpulse innerhalb einer Periode T (hier in der Regel 1 ns) vollständig übertragen werden können. Am Ende der jeweiligen Periode muß der Signalstrom am Emitter der Transistoren voll abgeklungen sein. Welche Folgen eine Nichterfüllung dieser Forderung auf die Funktionsweise der Schaltung hat und wie diese Folgen kompensiert werden können, wird in diesem Abschnitt beschrieben. In diesem Zusammenhang werden auch die Einflüsse von wichtigen Transistor- Parametern wie die Kurzschluß- Stromverstärkung B_o für tiefe Frequenzen und die Transitfrequenz f_T auf die Funktionsweise der Schaltung diskutiert.

Durch das Einfügen der Transistoren ändern sich einige Eigenschaften der Schaltung in erheblichem Maße. Deswegen wird das typische Verhalten des DDR mit Hilfe von Meßkurven und aus numerischen Simulationen gewonnenen Diagrammen dargelegt. So muß z.B. erneut das Verhalten der Schaltung auf Änderung von U_1 , U_2 und $U_{p3,4}$ untersucht werden. Da in der Regeneratoranwendung die Kenntnis der wichtigsten Parameter der Ausgangsimpulse

als Funktion der Eingangssignale wichtig ist, werden auch hier typische Zusammenhänge angegeben.

Zunächst sollen einige wesentliche Eigenschaften des DDR an Hand von gemessenen Ein- und Ausgangsimpulsen dargelegt werden. Die inneren Vorgänge der Schaltung werden mit Hilfe der numerischen Simulationen erläutert. Um die Ergebnisse miteinander vergleichen zu können, wurden in der Simulation die gleichen Betriebsparameter wie in der Messung verwendet. Die Größen des Transistor- Ersatzschaltbildes wurden entweder den Herstellerangaben entnommen oder gemessen. Auch diese Simulation wird, einschließlich des verwendeten Ersatzschaltbildes der Transistoren, im Anhang (Kap. A3) näher beschrieben.

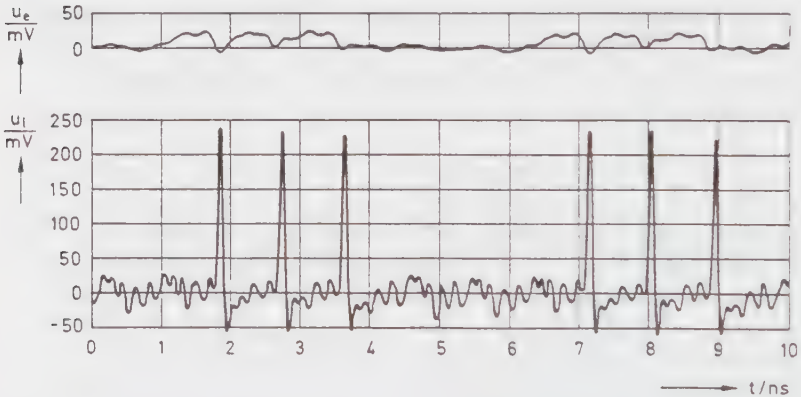


Abb. 49 Gemessene Eingangsimpulse u_e und Ausgangsimpulse u_i des Dioden-Differenzregenerators bei einer Bitrate von 1,12 Gbit/s

In der Abb. 49 sind gemessene Ein- und Ausgangsimpulse des DDR bei einer Bitrate von 1,12 Gbit/s dargestellt. In der Schaltung wurden Speicherschalttdioden der Fa. Aertech (A4S 008) verwandt. Die eingestellten Betriebsspannungen sind:

$U_{p3,4} = 535 \text{ mV}$, $U_1 = U_2 = 500 \text{ mV}$ und $U_{Tr} = 6 \text{ V}$. Die Transistoren besitzen einen Kollektorstrom im Arbeitspunkt von $I_{Co} = 26 \text{ mA}$. Die Schaltung wird nicht im Gegentakt angesteuert ($+u_{eo} = 0$) und die Eingangssignale ($-u_e$) besitzen eine Amplitude von 22,5 mV (gemessen an einem Referenzwiderstand von $R_1 = 50 \text{ } \Omega$, s. Abb. 20)

bei einer Halbwertsbreite von 580 ps. Die Ausgangsimpulse zeigen eine Amplitude von 235 mV bei einer Breite von $T_{pl} = 73$ ps (Anstiegszeit $t_r = 54$ ps, Abfallzeit $t_f = 40$ ps). Damit ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V_u = 10,44$ (20,5 dB). Die Einfügungs- Ladungsverstärkung ist hier größer als 1 und beträgt $V_g = 2,6$. Damit erreicht die Einfügungs- Leistungsverstärkung die Größe von $V_p = 22,6$ (13,6 dB). Bei einer Geotakt- Ansteuerung des Dioden- Differenzregenerators würde sich die Spannungsverstärkung auf 26,5 dB verdoppeln.

In der Abb. 50a und d sind die durch die Simulation gelieferten Ein- und Ausgangsimpulse dargestellt. Die berechneten Ausgangsimpulse sind mit einer Halbwertsbreite von $T_{pl} = 65$ ps etwas kürzer und mit einer Amplitude von $U_1 = 300$ mV größer als die gemessenen Werte. Die Unterschiede entstehen durch die Verwendung des vereinfachten Ersatzschaltbildes der Speicherschalt-dioden in der Simulation; die simulierten Dioden schalten damit etwas schneller als die realen.

In der Messung - und besonders ausgeprägt in der Simulation - erscheint nach jedem Ausgangsimpuls ein Nachlaufimpuls entgegengesetzter Polarität. Seine Ursache kann mit Hilfe der in Abb. 50b dargestellten Spannungen u_3 und u_4 erläutert werden. Dort sind auch, bis zur Zeit $t = 1,8$ ns, die Pumpspannungen $u_{p3,4}$ aufgetragen. Es fällt auf, daß die beiden Spannungen u_3 und u_4 an den sperrenden Dioden etwa doppelt so groß werden wie die jeweiligen Pumpspannungen $u_{p3,4}$. Eine Annäherung der Diodensperrspannung an die Pumpspannung wie in der Impulsformerschaltung findet hier nicht statt.

Die Spannungen an den sperrenden Dioden stellen je eine Halbwelle einer Schwingung dar, die durch die Schaltflanken der Speicherschalt-dioden in den Sperrschichtkapazitäten und den Zuleitungsinduktivitäten der Dioden und Transistoren angeregt werden. Weil durch die Transistoren die Innenwiderstände R_s der Signalquellen heruntertransformiert werden, liegen relativ kleine Widerstände parallel zu den Dioden. (Wie groß dabei die wirk-samen Stromverstärkungen der Transistoren in den betrachteten Zeitbereichen ist, kann nicht einfach angegeben werden, weil sowohl die Stromverstärkungen selbst als auch die ansteuernden

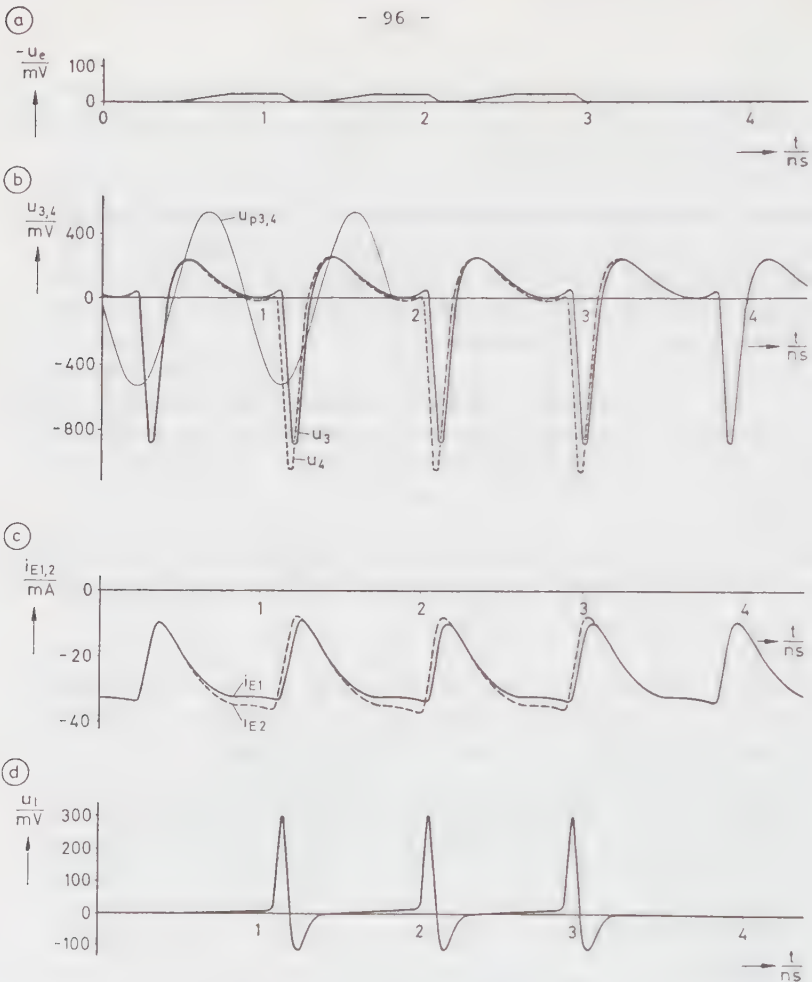


Abb. 50 Der Simulation entnommenen Eingangsimpulse (a), der Spannungen u_3 und u_4 (b), der Emitterströme i_{E1} und i_{E2} der Transistoren (c) sowie der Ausgangsspannungen u_1 (d) des Dioden- Differenzregenerators

Emitterspannungen komplizierte Funktionen der Zeit sind). Die Resonanzkreise werden somit entdämpft und eine Halbwelle der Resonanzschwingung kann sich annähernd bis zur doppelten Amplitude der Pumpspannung aufbauen. Am Ende dieser Halbwelle werden die Dioden wieder in Flußrichtung geschaltet ($u_{p3,4}$ kehrt dann sein Vorzeichen um); damit verschwinden die Sperrschichtkapazitäten und die Schwingungen werden abgebrochen.

Aus der Simulation kann die Breite der Resonanz- Halbwerten zu 100 ps und aus dem DDR (an der Basis nach Durchlaufen des Transistors) zu 130 ps entnommen werden. Diese Halbwertsbreiten sind sowohl in der Simulation als auch in der realen Schaltung konstant und annähernd unabhängig vom Schaltzeitpunkt der Dioden. Macht man in der Simulation die Zuleitungsinduktivitäten kleiner, so werden auch die Halbwertsbreiten der angeregten Schwingungen entsprechend kleiner. Läßt man sie gegen Null gehen, so nähern sich die Spannungen u_3 und u_4 (wie in der Impulsformerschaltung) der Pumpspannung (Abb. 37).

Die Ausgangsimpulse entstehen nach wie vor infolge der unterschiedlichen Schaltzeitpunkte der Speicherschaltioden. Weil die Sperrspannungen an beiden Dioden auf Grund gleicher Resonanzfrequenzen auch jeweils annähernd gleich lang dauern, findet während ihrer Rückflanken eine Umkehr der Spannungsdifferenz statt und es entsteht der Nachlaufimpuls mit entgegengesetzter Polarität.

In der realen Schaltung sind die Nachlaufimpulse durch eine größere vorhandene Dämpfung der Resonanzkreise nicht so stark ausgeprägt wie in der Simulation. Während ihre Größe in der Messung etwa 25 % der Ausgangsimpulsamplitude beträgt (s. Abb. 49), erreichen sie in der Simulation 40 % (Abb. 50).

Eine Ladungsbilanz kann mit Hilfe der Abb. 51 aufgestellt werden. Dort sind die aus der Simulation gewonnenen wichtigsten Signalladungen eines Ein- und Ausgangsimpulses aufgetragen. Die Ladung des Eingangssignals, die sich an einem Referenzwiderstand von $R_1 = 50 \Omega$ (Abb. 20) ergibt, beträgt hier $Q_e = 0,257 \text{ pC}$. In die Schaltung (in die Basis des Transistors T_2) fließt jedoch bis zum Schalten der Dioden ($t = 1,1 \text{ ns}$) nur $Q_B = 0,08 \text{ pC}$ (Kurve 1). Der Emitter- Signalstrom enthält bis zu diesem Zeitpunkt $Q_E = 1,12 \text{ pC}$. Damit bewirkt der Transistor eine Ladungsverstärkung von $V_{qTr} = 14$. Die in die Diode fließende Signalladung beträgt $Q_{SSD} = 0,9 \text{ pC} \approx Q_{CD}$ (Kurve 3). Die Differenzladung zu Q_E von $0,22 \text{ pC}$ gelangt direkt zu den Ausgängen und kann somit nicht gespeichert werden.

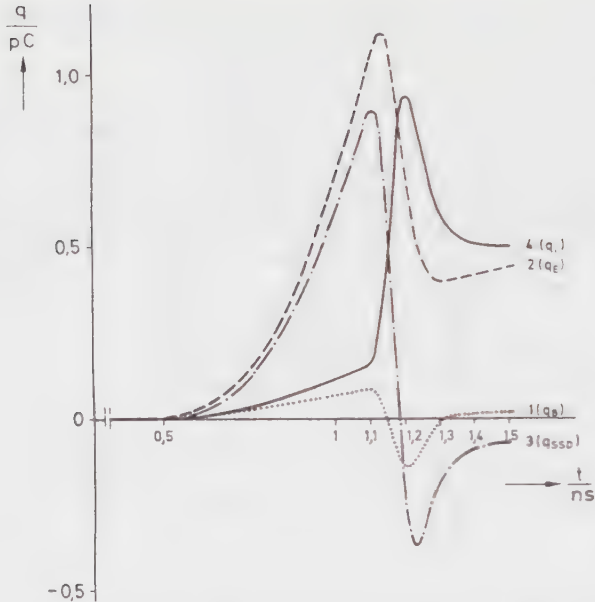


Abb. 51 Der Simulation entnommenen Signalladungen im Dioden- Differenzregenerator in der Betriebsweise nach Abb. 50 (q_B : in die Basis fließende Ladung, q_E : Ladung am Emitter des Transistors, q_{SSD} (q_{CD}): in die Speicherschaltodiode fließende (gespeicherte) Ladung, q_1 : Ausgangsladung des DDR)

In der Zeit von 1,1 ns bis 1,2 ns erscheint der Ausgangs- und anschließend der Nachlaufimpuls (1,2 ns bis 1,4 ns). Zunächst wird die gespeicherte Signalladung Q_{SSD} (Q_{CD}) abgebaut. Anschließend kehrt sich die Differenzladung beider Speicherschaltioden auf $Q_{SSD} = -0,38$ pC um. Diese negative Differenzladung ist in den Sperrschichtkapazitäten der Dioden gespeichert und bewirkt den hier negativen Nachlaufimpuls.

In der Zeit von 1,1 ns bis 1,2 ns steigt die in der Kurve 4 dargestellte Ladung beider Ausgangsimpulse um $Q_{11} = 0,77$ pC. Diese Ladung ist gleich der Ladung der in Abb. 50 dargestellten, positiven Ausgangsimpulse. Anschließend tritt der negative Nachlaufimpuls auf, der die Gesamtladung beider Ausgangsimpulse auf $Q_1 = 0,33$ pC reduziert (Kurve 4).

Ohne Nachlaufimpuls stellt sich in der Simulation eine Einfügungs- Ladungsverstärkung von $V_q = Q_1/Q_e = 3$ ein. Durch den Nachlaufimpuls wird diese reduziert auf $V_q = 1,3$. Wie schon erwähnt wurde, ist in der realen Schaltung der Nachlaufimpuls erheblich kleiner als in der Simulation. Dort wird der Wert von $V_q = 2,6$ erreicht.

Wie man ferner sieht (Kurve 2), fließt ein erheblicher Teil der gespeicherten Signalladung zurück in die Emitter der Transistoren ($Q_{Er} = 0,72$ pC) und nicht durch das modifizierte Hybride T zu den Lastwiderständen. Dieser Ladungsverlust wird in der Kurve 2 durch den Ladungsabfall in der Zeit von 1,13 ns bis 1,3 ns dargestellt. Bereits in Kap. 4.2 wurde mit Hilfe der Gln. (54) und (55) prinzipiell die starke Abhängigkeit der Ladungsverstärkung (Ladungswirkungsgrad) von R_s dargestellt. Hier soll nun ergänzend $V_{q4} = Q_1/Q_{CD}$ als Funktion des Übersetzungsverhältnisses $\bar{u}$ eines Übertragers abgeschätzt werden.

Für die Speicherzeit der Eingangssignale $-u_e$ in den Dioden gilt näherungsweise $\overline{i_{SSD2}} = \bar{u}_{Tr} \bar{i}_e$ (Abb. 52a). Damit wird die Ladungsverstärkung des Übertragers

$$V_{qTr} = \frac{\overline{i_{SSD2}}}{\bar{i}_e} = \bar{u}_{Tr} \quad (56)$$

erreicht, wobei $\overline{i_{SSD2}}$ und $\bar{i}_e$ die über die Zeit gemittelten Signalströme und $\bar{u}_{Tr}$ das entsprechende mittlere Übersetzungsverhältnis ist.

In der Zeit, in der die gespeicherte Signalladung ausgeräumt wird und die Ausgangsimpulse erscheinen (SSD_1 leitet hier und SSD_2 sperrt), gilt $Z_4 = R_s / \bar{u}_{Tr}^2$ (Abb. 52b). Durch Einsetzen dieser Beziehung in die Gln. (32), (33) und (54) und $R_s = Z_1$ erhält man

$$V_{q4} = \frac{Z_4}{R_s} = \frac{1}{\bar{u}_{Tr}^2} \quad (57)$$

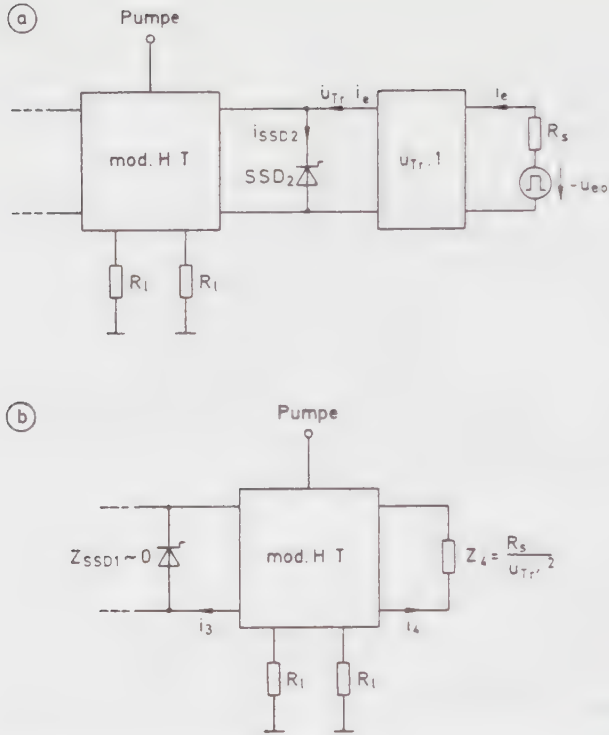


Abb. 52 Teilersatzschaltbilder zur Ermittlung des Einflusses der Übertrager auf die Ladungsverstärkung des Dioden-Differenzregenerators

Die Ladungsverstärkung beider Vorgänge ergibt sich damit zu

$$V_q = V_{qTr} \cdot V_{q4} = \frac{\overline{U_{Tr}}}{\overline{U_{Tr'}}^2} \quad (58)$$

Damit ergibt sich mit $\overline{U_{Tr}} = \overline{U_{Tr'}} > 1$ immer $V_q < 1$ (idealer Übertrager).

Daß trotzdem $V_q > 1$ werden kann, liegt daran, daß bei einer Bitrate von 1,12 Gbit/s die Dioden durch die Eingangsimpulse erheblich länger aufgeladen werden (≈ 700 ps) als das

Ausräumen der Signalladung dauert (~ 100 ps), s. Abb. 50. Damit kann sich in der Zeit leitender Dioden eine, über die Zeit gemittelte, größere Stromverstärkung der Transistoren einstellen als in der kurzen Ausräumzeit der Dioden. Das bedeutet

$$\frac{\bar{u}_{Tr}}{\bar{u}_{Tr}} > \frac{\bar{u}_{Tr}}{\bar{u}_{Tr}}^2 \quad (\text{Gl. 58}) \quad \text{zum Erreichen von } V_q > 1 \text{ erhalten werden.}$$

Aus dieser Überlegung lassen sich drei Voraussetzungen zum Erzielen einer großen Ladungsverstärkung und damit auch einer großen Spannungs- und Leistungsverstärkung angeben.

- a: Die verwendeten Dioden sollten so gewählt werden, daß bei gegebener Bitrate der Eingangssignale die Einspeicherzeit der Signalimpulse sehr viel größer als ihre Ausräumzeit ist. Die Ausräumzeit ist im allgemeinen etwa gleich der doppelten Anstiegszeit der Dioden (optimaler Betriebspunkt). Begrenzt wird diese Forderung u.a. durch die Rekombinationsverluste in zu klein gewählten Dioden.
- b: Ein realer Übertrager muß innerhalb der Periodendauer T ein zeitabhängiges Übersetzungsverhältnis $\bar{u}$ besitzen, wobei es umso günstiger ist, je stärker $\bar{u}$ mit der Zeit ansteigt. Ferner sollte für die Ausräumzeit der Eingangssignale $\bar{u}_{Tr} \approx 1$ (klein) sein, damit der Faktor $\bar{u}_{Tr} / \bar{u}_{Tr}^2$ groß wird. Eine Überschlagsrechnung ergibt bei Verwendung eines Transistors als Übertrager:
 $\tau_T \approx t_r \approx T_{pl}/2$. Mit $f_T = (2\pi\tau_T)^{-1}$ und $T_{pl} \approx 80$ ps ergibt sich damit die Transitfrequenz des zu wählenden Transistors zu $f_T \approx 4$ GHz. Bei realen Transistoren ist f_T etwas größer zu wählen, da z.B. durch parasitäre Elemente, wie die Zuleitungsinduktivitäten (besonders am Emitter) und Gehäusekapazitäten, die effektive Stromverstärkung reduziert wird. Die Verwendung sehr schnell schaltender Transistoren (z.B. MES- FET's mit $f_T > 10$ GHz) ist hier nicht sinnvoll.
- c: Wird bei niedrigen Bitraten entsprechend der Forderung (b) das Übersetzungsverhältnis des Übertragers sehr groß und damit $R_s/\bar{u}^2$ für die Pumpfrequenz sehr klein, so kann sich in den Leitungen (3) und (4) keine hinreichend hohe Pumpspannung zum Schalten der Dioden (Sperrspannung) aufbauen.

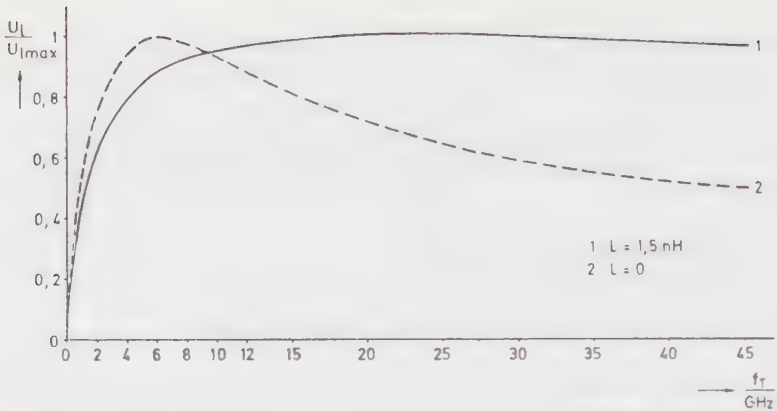


Abb. 53 Amplituden der Ausgangsimpulse eines Dioden- Differenzregenerators in Abhängigkeit von der Transitfrequenz der Transistoren. (Die Werte sind der Simulation entnommen worden; die Eingangssignale blieben jeweils konstant)

In der Abb. 53 sind die einer Simulation entnommenen Ausgangsspannungen U_L bei einer Bitrate von 1 Gbit/s über der Transitfrequenz f_T der eingesetzten Bipolartransistoren aufgetragen. Die unterschiedlichen Transitfrequenzen wurden durch Änderung der Diffusionskapazitäten C_{DE} in den Ersatzschaltbildern der Transistoren eingestellt. Alle anderen Parameter blieben unverändert bestehen. Um die Tendenz der Spannungsverstärkung aufzuzeigen, wurden Bipolartransistoren mit Transitfrequenzen bis hinauf zu $f_T = 45 \text{ GHz}$ simuliert, obwohl Si- Transistoren mit einem $f_T > 12 \text{ GHz}$ kommerziell nicht erhältlich sind. In allen Rechnungen wurden die gleichen Eingangssignale mit Impulsbreiten von $T_{pe} = 500 \text{ ps}$ verwandt.

Bei kleinen Transitfrequenzen erfolgt zunächst ein starkes Ansteigen der Ausgangsspannungen mit f_T ; die Transistoren müssen hinreichend schnell ihre Stromverstärkungen aufbauen können. In der Simulationsreihe, in der die Transistoren und Dioden ohne Zuleitungsinduktivitäten eingesetzt werden (Kurve 2), fällt U_L nach Erreichen des Maximums wieder ab. Dort wird mit $\bar{u}_{Tr} \approx \text{konstant}$ der Wert $\bar{u}_{Tr}$ mit f_T größer und somit V_q und V_u kleiner (s. Voraussetzung (b)). Die maximale Ausgangsspannung ergibt sich für $f_T = 6 \text{ GHz}$; dieser Wert liegt einigermaßen nahe bei dem in der Überschlagsrechnung ermittelten Wert von $f_T = 4 \text{ GHz}$.

Werden bei den Transistoren und Dioden Zuleitungsinduktivitäten von je 1,5 nH berücksichtigt, so erreichen die Ausgangsspannungen erst bei höheren Transistfrequenzen ihr Maximum. Die Zuleitungsinduktivitäten in den Emitterzweigen wirken hier für die Eingangssignale als zeitabhängige Stromgegenkopplungen. Die maximale Ausgangsspannung bleibt jedoch auch für sehr große f_T nahezu konstant. Auch dort werden die Zuleitungsinduktivitäten an den Emitttern wirksam, indem sie in der Ausräumzeit der Dioden die ihnen parallel geschalteten Transistorimpedanzen groß halten ($\overline{u_{TR}}$ bleibt klein).

Wie man aus den Kurven ersehen kann, besitzen die verwendeten Transistoren mit $f_T = 8$ GHz nahezu die optimale Transistfrequenz.

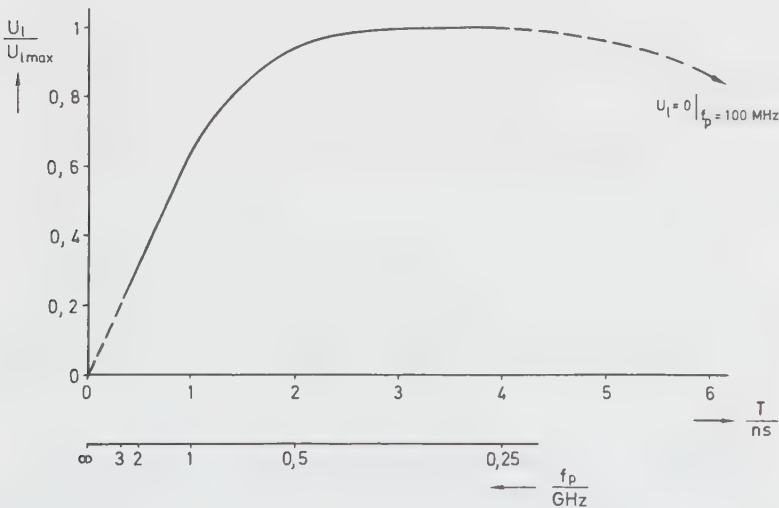


Abb. 54 Amplitude der Ausgangsimpulse als Funktion der Bitrate der Eingangssignale (Pumpfrequenz, f_p) bzw. der Periodendauer T

Abb. 54 stellt die simulierte Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Bitrate der Eingangsimpulse (Pumpfrequenz, f_p) dar. Hierfür wird wieder das Ersatzschaltbild der allgemein verwendeten Transistoren (NEC, V981S) zur Simulation herangezogen.

Die Eingangssignale sind in ihrer Amplitude und Breite für alle Pumpfrequenzen konstant ($U_e = 44 \text{ mV}$, $T_{pe} = 100 \text{ ps}$). Bei hohen Bitraten (kleiner Periodendauer T) ist die zur Verfügung stehende Einspeicherzeit für die Eingangssignale sehr klein. Bei $f_p = 3 \text{ GHz}$ beträgt diese Zeit 120 ps . Somit kann dort nur eine kleine Signalladung gespeichert werden. Eine Ladungsverstärkung von $V_q > 1$ kann der DDR hier nicht mehr erreichen.

Mit sinkender Pumpfrequenz steigt die Ladungsverstärkung und damit die Spannungsverstärkung zunächst annähernd linear mit der Periodendauer an, weil die Einspeicherzeit für die Signale immer größer wird. Bei größeren Periodendauern ($T > 2 \text{ ns}$) wird praktisch die gesamte Signalladung in den Dioden gespeichert und eine weitere Vergrößerung der Einspeicherzeit erbringt dann keine weitere Erhöhung der Spannungsverstärkung. Die Ausgangsspannung ist dort konstant und unabhängig von der Periodendauer. Bei sehr großen Periodendauern, z.B. $T = 10 \text{ ns}$ ($f_p = 100 \text{ MHz}$), wird R_s/u^2 für die Pumpspannung (hier: $U_{p3,4} = 600 \text{ mV}$) so klein, daß sich in den Leitungen (3) und (4) keine hinreichend große Spannung zum Schalten der Dioden aufbauen kann. Wegen der zulässigen (maximalen) Verlustleistung der Transistoren kann andererseits die Pumpspannung nicht beliebig vergrößert werden. U_1 geht dann gegen Null.

In der Abb. 55 ist die Spannungsverstärkung V_u in Abhängigkeit von der Bitrate der Eingangsimpulse (Pumpfrequenz, f_p) bzw. deren Periodendauer T dargestellt. Um einen realistischen Betrieb des DDR zu simulieren, wurde hier die Breite der Eingangssignale proportional zur Periodendauer eingestellt ($T_{pe} = T/3$).

Während in der Abb. 54 die Ausgangsspannung bei kleinen Periodendauern ($T < 1 \text{ ns}$) annähernd linear mit T ansteigt, erfolgt hier - durch den proportionalen Zusammenhang zwischen T_{pe} und T - die Vergrößerung der Spannungsverstärkung in etwa quadratisch mit T . Mit den für diese Simulation gewählten Betriebsparametern ergibt sich die zugeschnittene Größengleichung

$$V_u \approx 11,5 T^2, \quad (59)$$

wobei T in ns einzusetzen ist.

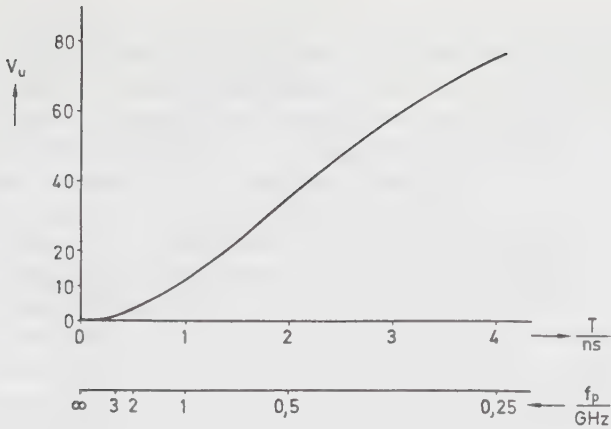


Abb. 55 Spannungsverstärkung als Funktion der Bitrate der Eingangssignale (Pumpfrequenz, f_p) bzw. der Periodendauer T (der Simulation entn.)

Bei großen Periodendauern ($T > 1$ ns) steigt V_u langsamer an. Am idealen DDR (die Eingangssignale werden vollständig in den Speicherschaltioden gespeichert, die Ladungsverluste sind Null und die Pumpspannung ist hinreichend groß) stiege V_u dort linear mit T an, weil sich die gespeicherte Signalladung proportional zu T vergrößert. In der realen Schaltung steigt V_u jedoch noch langsamer an und durchläuft auch hier ein Maximum. Bei $T = 10$ ns ($f_p = 100$ MHz) sind die Pumpspannungen U_{p3} und U_{p4} wieder zu klein zum Durchschalten der Dioden geworden, so daß dort ebenfalls kein sinnvoller Betrieb mehr möglich ist. Zur Verarbeitung dieser oder noch tieferer Bitraten müßten Transistoren mit kleineren Transitfrequenzen verwendet werden.

Mit Hilfe der in der Abb. 50c dargestellten Emitterströme i_E der Transistoren kann eine weitere, sehr wichtige Eigenschaft des DDR erläutert werden. Die Transistoren werden sowohl an der Basis durch die Eingangssignale als auch durch die großen Spannungen u_3 bzw. u_4 am Emitter angesteuert. Die Stromabsenkungen in der Zeit sperrender Dioden werden dabei durch die angeregten Resonanz-Halbwellen von u_3 und u_4 verursacht. Der Arbeitspunktstrom I_{Co} (Gleichstrom) der Transistoren muß hier so hoch eingestellt sein, daß diese durch u_3 bzw. u_4 nicht voll ausgeschaltet werden (sperren).

Im Anschluß an die Resonanz- Halbwellen von u_3 und u_4 steigen die Emitterströme $|i_E|$ wieder an und haben nach etwa 300 ps ihre durch u_3 bzw. u_4 festgelegten Endwerte erreicht (Abb. 50c). Der langsame Stromanstieg wird durch eine Ladungsspeicherung in den Diffusionskapazitäten C_{DE} der Transistoren verursacht und erfolgt in der Zeit leitender Dioden (s. Abb. 50b). Ist nun der Anstieg der Emitterströme $|i_E|$ ungleich, z.B. durch ungleiche Anstiegszeiten oder durch unterschiedlich starke Stromabsenkungen, so entsteht ein Differenzstrom Δi_E , der, da er in der Zeit leitender Dioden auftritt, wie ein Signalstrom in ihnen gespeichert wird. Auch mit relativ kleiner Größe von Δi_E , verglichen mit den Gesamtströmen $|i_E|$, kann diese Fehlerladung die Größe der Signalladung erreichen. Auf diese Weise wird eine nicht vorhandene Signalladung vorgetäuscht.

Bei Verwendung identischer Transistoren sind beide Stromanstiegszeiten gleich groß. Bezüglich der Stromabsenkung jedoch ergeben sich drei unterschiedliche, von den Schaltzeitpunkten der Dioden abhängende Betriebsbereiche des DDR wie folgt.

- a: Die Dioden schalten vor dem Maximum der Pumpspannung. Die maximale Sperrspannung der zuerst schaltenden Diode ist dann kleiner als die der später schaltenden. Bezogen auf das in Abb. 49 und 50 dargestellte Beispiel mit einer Ansteuerung durch $-u_{e0}$ bedeutet das ein stärkeres Absinken von $|i_{E2}|$ (Transistor T_2) verglichen mit $|i_{E1}|$ (T_1). Damit wird die Differenz $\Delta i_E = i_{E1} - i_{E2} < 0$ ($+i_E$ fließt in den jeweiligen Transistor hinein). SSD_1 wird somit stärker geladen als SSD_2 . Ein auftretendes Eingangssignal bewirkt zusätzlich ein Entladen von SSD_2 .

Insgesamt tritt damit der Effekt auf, daß ein Eingangssignal mit Hilfe von u_3 und u_4 eine Rückwirkung auf die Transistoren bewirkt, wodurch ein Ladungsübertrag in der nächsten Periode in den Dioden gespeichert wird. Liegen die Schaltzeitpunkte der Dioden vor dem Maximum der Pumpspannung, so vermehrt dieser Rückwirkungs- Ladungsübertrag die Signalladung und der entsprechende Ausgangsimpuls wird größer.

- b: Die Dioden schalten kurz nach dem Maximum der Pumpspannung. Dann erfolgt die Stromabsenkung beider Transistoren in der Weise, daß sich identische Anstiege der Emittterströme $|i_E|$ ergeben. Damit entsteht keine Ladungsrückwirkung (s. Abb. 50c). Erscheint kein Eingangssignal, so entsteht natürlich ebenfalls kein Ladungsübertrag, da u_3 und u_4 dann identisch sind.
- c: Schalten die Dioden noch später, so tritt wieder ein Rückwirkungs- Ladungsübertrag auf, der nun jedoch die Signalladung der folgenden Periode verringert. Hier ist die maximale Sperrspannung der zuerst schaltenden Diode größer als die der später schaltenden.

Die Größe des Rückwirkungs- Ladungsübertrages wird durch die zeitliche Lage der Schaltflanken der Dioden und damit durch die Vorspannungen U_1 und U_2 festgelegt und kann somit sehr genau eingestellt werden.

Die Betriebsweise des DDR, in der der Rückwirkungs- Ladungsübertrag die Signalladung vermehrt (Fall (a)), ist praktisch nicht ausnutzbar und deswegen ohne Bedeutung. So würde z.B. in einer "IO" Kombination der Eingangssignale am Ausgang des DDR an der Stelle der "O" der Ladungsübertrag des vorherigen "I" - Signales als Impuls erscheinen.

Hingegen ist der Fall (b) (kein Rückwirkungs- Ladungsübertrag) dann interessant, wenn bei hinreichend kurzen Eingangsimpulsen der Signalstrom der Transistoren am Ende jeder Periode auf Null abgeklungen ist.

Weitaus interessanter für die praktische Anwendung ist jedoch der Fall (c). Er kann dann ausgenutzt werden, wenn der Signalstrom der Eingangsimpulse am Emitter der Transistoren am Ende der jeweiligen Periode nicht abgeklungen ist. Das ist bei breiten Eingangsimpulsen ($T_{pe} > 200 \text{ ps}$) der Fall. Dann tritt ein Signal-Ladungsübertrag in die nächste Periode hinein auf. Dieser Ladungsübertrag kann nun durch den Rückwirkungs- Ladungsübertrag kompensiert werden; der Kompensationspunkt wird dabei mit Hilfe der Vorspannungen U_1 und U_2 eingestellt. Auf diese Weise können ohne weiteres Eingangsimpulse empfangen und regeneriert werden, deren

Impulsfußbreite größer als eine Periodendauer ist. Die maximale Impulsfußbreite des Signalstromes (am Emitter der Transistoren) ist gleich der doppelten Periodendauer. Ferner können auch NRZ- Eingangsimpulse empfangen und in RZ- Impulse umgeformt werden.

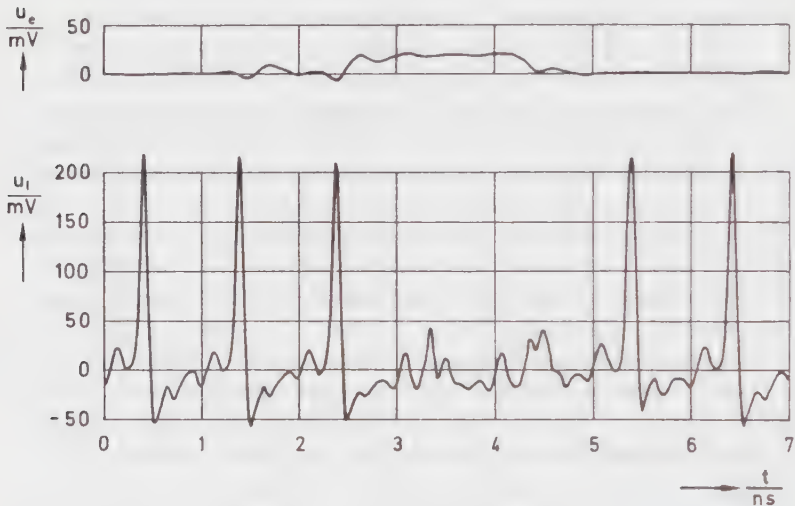


Abb. 56 NRZ- Eingangssignale und dazugehörige RZ- Ausgangsimpulse des Dioden- Differenzregenerators bei einer Bitrate von 1 Gbit/s

In der Abb. 56 werden solche NRZ- Eingangssignale und die dazugehörigen Ausgangsimpulse bei einer Bitrate von 1 Gbit/s dargestellt. Der DDR wird nicht im Gegentakt und nur mit der Signalquelle u_{e0} angesteuert (s. Abb. 19). Die dargestellte Bitfolge ist "...0001100...". Hier wurde das Verfahren (III) zur Erzeugung der Ausgangsimpulse angewandt (s. Kap. 3.2.2), in dem mit $U_1 \neq U_2$ dann ein Ausgangssignal erzeugt wird, wenn kein Eingangssignal aufgetreten ist. Der Kompensationsmechanismus für den Signal-Ladungsübertrag ist allgemeingültig und deswegen auch hier wirksam.

Die Amplitude der Eingangsimpulse beträgt 20 mV und die der Ausgangsimpulse 215 mV. Damit ergibt sich eine Spannungsverstärkung von $V_u = 10,75$ (20,63 dB). An diesem extremen Beispiel

wird die Fähigkeit des DDR zur Regeneration auch sehr breiter Eingangsimpulse demonstriert.

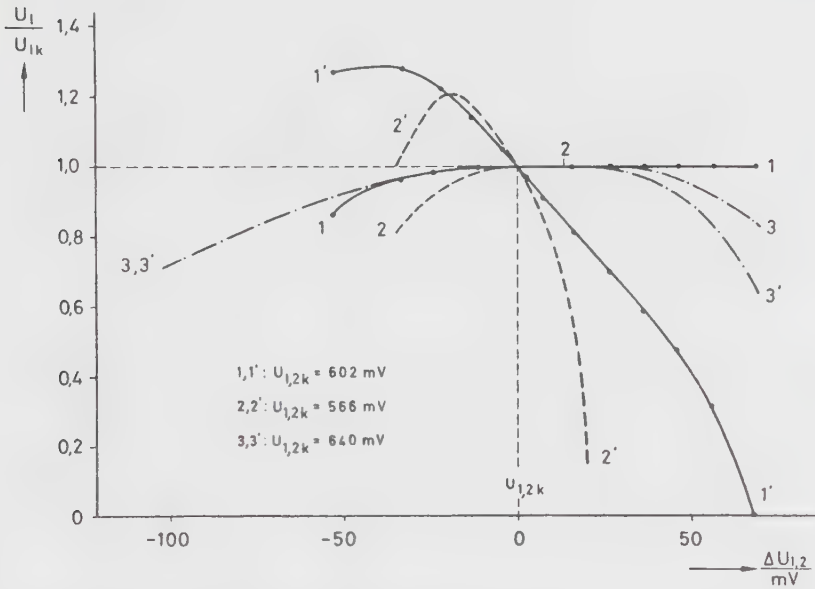


Abb. 57 Einfluß des Rückwirkungs- Ladungsübertrages auf die Impulsamplitude des Dioden- Differenzregenerators

Mit Hilfe der Abb. 57 wird die Größe des Rückwirkungs- Ladungsübertrages als Funktion der Vorspannungen U_1 und U_2 dargestellt. Es werden dabei annähernd die Betriebsspannungen des Beispiels nach Abb. 49 und 50 verwendet. Ein durch die relativ breiten Eingangsimpulse ($T_{pe} = 500 \text{ ps}$) verursachter (jeweils konstanter) Signal- Ladungsübertrag ist hier in allen Messungen und Simulationen enthalten. Damit wird mit diesen Diagrammen ein realistischer Betrieb beschrieben. Noch breitere Eingangsimpulse verändern die Kurven nur unwesentlich.

In der Abb. 57 werden die Amplituden der Ausgangsspannungen als Funktion von U_1 und U_2 dargestellt. Die Impulsspannungen sind dabei auf die Amplitude bezogen, bei der kein Gesamtladungsübertrag stattfindet. Die Vorspannungen sind in der Form

$\Delta U_{1,2} = U_{1,2} - U_{1,2k}$ aufgetragen, wobei U_{1k} und U_{2k} ebenfalls die Spannungen sind, bei denen der resultierende Ladungsübertrag Null ist. Diese Darstellung wurde gewählt, um die Simulations- und Meßergebnisse besser miteinander vergleichen zu können.

Die durchgezogenen Kurven (1) und (1') stellen Meßwerte, die Kurven (2) und (2') entstammen der numerischen Simulation, in der die Zuleitungsinduktivitäten der Dioden und Transistoren zu $L = 1,5 \text{ nH}$ eingesetzt wurden. Die Kurven (3) und (3') wurden (mit $L = 0$) ebenfalls errechnet. Die Kurven (1), (2) und (3) geben die Amplituden der jeweils ersten "I" - Impulse nach einer "O" - Folge und die Kurven (1'), (2') und (3') die des jeweils nachfolgenden "I" - Impulses an (s. Abb. 49 und 50).

Die jeweils ersten Impulse zeigen das von der Impulsformerschaltung her bekannte und erwartete Verhalten: bei kleinen Vorspannungen U_1 und U_2 , bei denen die Dioden vor dem Maximum der Pumpspannung schalten, sind die Impulsamplituden relativ klein. Weil dort die Zeit leitender Dioden relativ klein ist, kann nur ein Teil der maximal verfügbaren Signalladung gespeichert werden. U_1 erreicht bei höheren Vorspannungen die maximale Größe und behält sie in den Kurven (1) und (2), auch wenn die Dioden nach dem Pumpspannungs- Maximum schalten. Das liegt daran, daß mit der gewählten Größe der Pumpspannung $U_{p3,4}$ die angeregten Resonanz- Halbwellen u_3 und u_4 auch dort hinreichend groß zur Erzeugung der vollen Amplitude der Ausgangssignale sind. Fehlen die Zuleitungsinduktivitäten, so sind die resultierenden Sperrspannungen an den Dioden erheblich kleiner. Damit werden, bei spätem Schalten der Dioden, die Ausgangsimpulse kleiner und breiter (Kurve (3)).

Der jeweils folgende "I" - Impuls zeigt ein gänzlich anderes Verhalten: In dem Bereich $\Delta U_{1,2} < 0$ vermehrt der Rückwirkungs- Ladungsübertrag die Signalladung und damit die Impulsamplitude und bei $\Delta U_{1,2} > 0$ vermindert er sie. Zur Einstellung des Kompensationspunktes müssen U_1 und U_2 sehr genau eingestellt werden. Nach den gemessenen Kurven (1) und (1') dürfen z.B. U_1 und U_2 nur um etwa $\pm 3 \text{ mV}$ schwanken, wenn der Ladungsübertrag die Ausgangsamplitude um nicht mehr als $\pm 3 \%$ ändern soll.

Die Amplitude dieser nachfolgenden "I"-Impulse fällt in der Simulation (Kurve (2')) stärker ab als in der Messung. Das liegt offenbar an den in der Simulation etwas zu groß gewählten Zuleitungsinduktivitäten von $L = 1,5 \text{ nH}$. Tatsächlich dürften diese bei $L \approx 1 \text{ nH}$ liegen.

An dieser Stelle wird die große Bedeutung solch parasitärer Elemente wie die Zuleitungsinduktivitäten auf eine Impulsschaltung mit Anstiegszeiten von einigen 10 ps deutlich. Es ist hier äußerst wichtig, ihre Größe möglichst klein zu halten. So würden die Kurven (1') und (2') mit $L \rightarrow 0$ flacher und näherten sich der Kurve (3'), in der eine Kompensation in einem relativ großen Bereich von U_1 und U_2 erfolgt und somit unkritisch einzustellen ist.

Falls nach einem "I"-Impuls eine "O"-Bit-Stelle folgt, so erscheint dort ein Ausgangsimpuls, wenn der Kompensationspunkt nicht eingestellt ist. Die Amplitude dieses Fehl- Impulses ergibt sich im Prinzip aus der Differenz zwischen den Kurven (1) und (1'); die Impulse besitzen mit $\Delta U_{1,2} < 0$ die gleiche und mit $\Delta U_{1,2} > 0$ die entgegengesetzte Polarität wie die "I"-Signale.

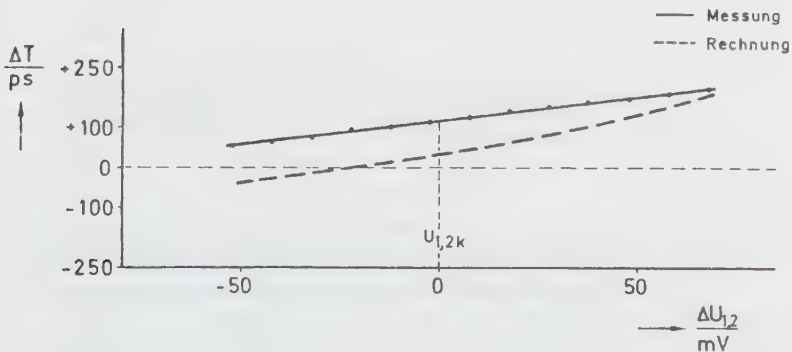


Abb. 58 Die auf das Pumpspannungsmaximum ($\Delta T = 0$) bezogene zeitliche Lage der Ausgangsimpulse des Dioden- Differenzregenerators als Funktion von $\Delta U_{1,2}$

In der Abb. 58 ist die Zeit ΔT über $\Delta U_{1,2} = U_{1,2} - U_{1,2k}$ aufgetragen, um die die Ausgangsimpulse später ($\Delta T > 0$) oder früher ($\Delta T < 0$) als das Maximum der Pumpspannung erscheinen. Mit größerem U_1 und U_2 schalten die Dioden später und somit erscheinen auch die Ausgangsimpulse später. Bei $\Delta U_{1,2} = 0$ schalten die Dioden sowohl bei der Messung (durchgezogene Kurve) als auch in der Simulation ($L = 1,5$ nH, gestrichelte Kurve) kurz nach dem Maximum der Pumpspannung. Dieser Sachverhalt wird in der Abb. 50b und d bestätigt.

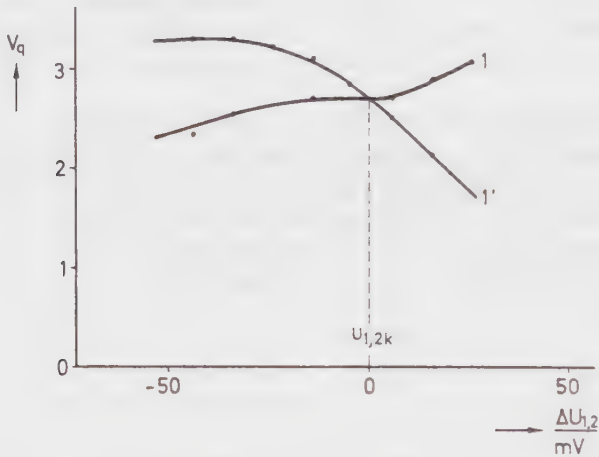


Abb. 59 Einfluß des (gemessenen) Rückwirkungs- Ladungsübertrages auf die Ladungsverstärkung des Dioden- Differenzgenerators

Weil die Breite der Ausgangsimpulse nur wenig von der Größe der Vorspannungen U_1 und U_2 abhängt (+10 ps Impulsverbreiterung bei $\Delta U_{1,2} = +100$ mV), zeigt die Einfügungs- Ladungsverstärkung $V_q = f(U_1, U_2)$ den gleichen prinzipiellen Verlauf wie die Ausgangsspannung U_1 . In der Abb. 59 wird V_q des ersten Impulses (Kurve (1)) und in der Kurve (1') des nachfolgenden Impulses dargestellt. Im Kompensationspunkt beträgt $V_q = 2,66$.

Der Kompensationspunkt wird durch Anpassung des Rückwirkungs- Ladungsübertrages an einen gegebenen Signal- Ladungsübertrag erreicht. Nun wird die Größe des Signal- Ladungsübertrages

im wesentlichen durch zwei Faktoren bestimmt, nämlich durch

- a) die Breite der Eingangsimpulse und
- b) die Abfallzeit der Signalströme an den Emittern der Transistoren.

Die Zeitkonstante des Signalstromabfalles ergibt sich bei Strom-einprägung in die Basis etwa zu $\tau = B\tau_T$, wobei B die Stromverstärkung des Transistors am Ende des Signalimpulses und τ_T die Transitzeit (Basislaufzeit) ist. Der Einfluß der Basislaufzeit (Transitfrequenz) auf das Verhalten des DDR wurde bereits diskutiert (s. Abb. 53).

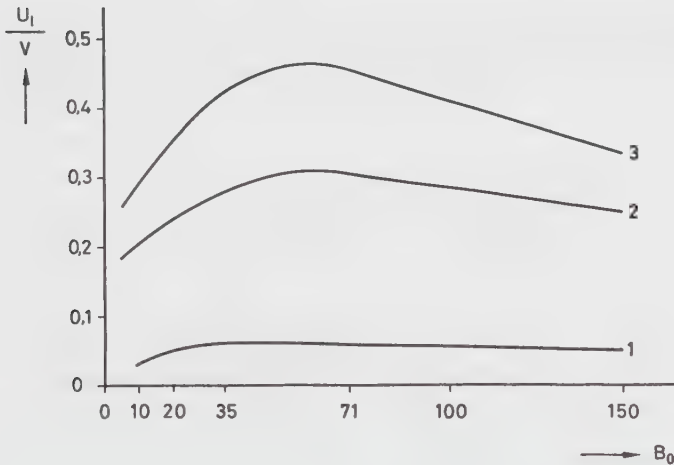


Abb. 60 Abhängigkeit der Ausgangsspannung (Spannungsverstärkung) von der Kurzschluß-Stromverstärkung der Transistoren für tiefe Frequenzen. (Die Werte wurden der Simulation entnommen)

In der Abb. 60 sind nun die der Simulation entnommenen Amplituden der Ausgangsspannung U_1 als Funktion der Kurzschluß-Stromverstärkung B_0 der Transistoren für tiefe Frequenzen aufgetragen. Die Bitrate ist wieder 1 Gbit/s. Während die Amplituden der Eingangsimpulse konstant bleiben ($U_e = 44$ mV), wird ihre

Halbwertsbreite auf $T_{pe} = 50 \text{ ps}$ (Kurve 1), $T_{pe} = 300 \text{ ps}$ (Kurve 2) und $T_{pe} = 600 \text{ ps}$ (Kurve 3) eingestellt. Die breiten Eingangssignale liefern natürlich auch die größten Ausgangsimpulse. Alle Kurven durchlaufen ein Maximum. Bei kleinen Werten von E_C wird mit B_O der Signalstrom der Transistoren größer, weil sich dort die maximale Stromverstärkung aufbauen kann. Bei größeren Werten von B_O ist das nicht mehr möglich und die Amplitude der Ausgangsspannung läuft gegen einen Grenzwert (Maximalwert).

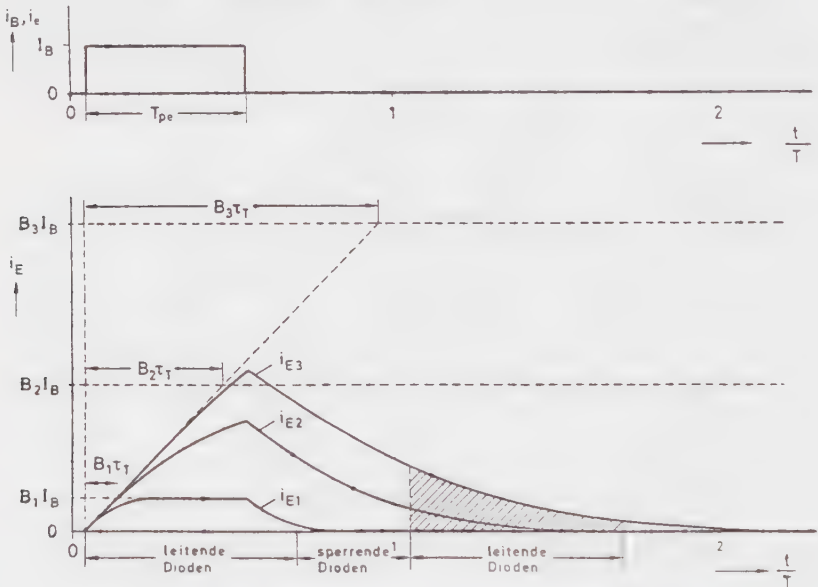


Abb. 61 Schematische Darstellung des Einflusses der Kurzschlußstromverstärkung auf die Größe der Signalladung und den Signalladungsübertrag

Um den prinzipiellen Einfluß der Stromverstärkung auf das Verhalten des DDR zu erläutern, wird in der Abb. 61 der Signalstrom am Emitter von Transistoren mit unterschiedlichen Stromverstärkungen (B_1 bis B_3), jedoch gleichen Basislaufzeiten τ_T , schematisch dargestellt. Es gilt dabei die Annahme der Stromansteuerung an der Basis. Bei kleinen Stromverstärkungen (B_1 und B_2) wird der Emitter-Signalstrom mit B größer. Eine größere Stromverstärkung als B_3 erbringt hingegen nur eine unwesentliche

Vergrößerung der Signalladung, jedoch einen erheblichen Anstieg des Signal- Ladungsübertrages in der nachfolgenden Periode (schraffierte Fläche), der mit Hilfe des Rückwirkungs- Ladungsübertrages kompensiert werden muß.

Tatsächlich sind die Verhältnisse nicht so übersichtlich wie in der Abb. 61, weil die Speicherschaltioden in den Emitterzweigen zeitabhängige Stromgegenkopplungen bewirken und zusätzlich die Transistoren durch u_3 und u_4 am Emitter angesteuert werden. Weiterhin werden die Transistoren durch Spannungsquellen mit den Innenwiderständen $R_S = 50 \Omega$ angesteuert und nicht durch Stromquellen. So beträgt z.B. nach der Simulation der Eingangswiderstand der Schaltung für einen Signalimpuls an der Basis eines Transistors etwa 170Ω .

Die optimale Kurzschluß- Stromverstärkung der Transistoren liegt nach Abb. 60 zwischen $B_O = 35$ und $B_O = 80$. Verwendet wurden Transistoren mit $B_O = 71$.

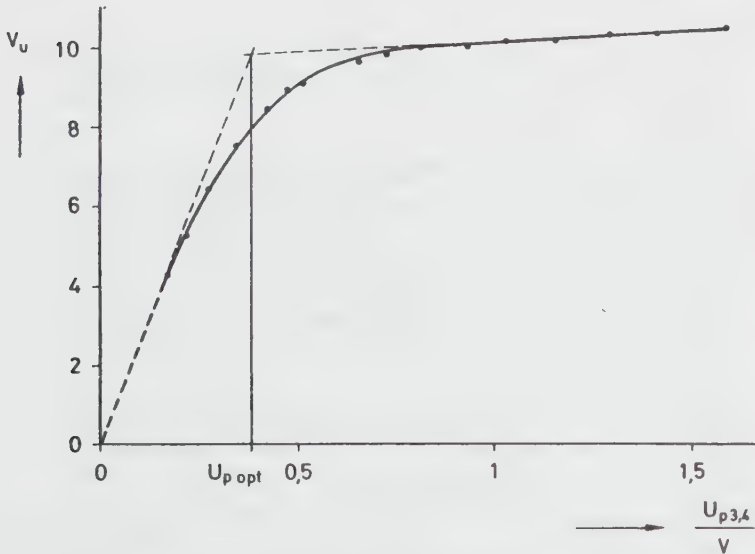


Abb. 62 Spannungsverstärkung des Dioden- Differenzregenerators in Abhängigkeit von der Größe der angelegten Pumpspannung

Im folgenden soll das Verhalten des DDR bei Änderung der Pumpspannungsamplitude beschrieben werden. Hier ist das Verhalten ähnlich dem der Impulsformerschaltung und braucht deswegen auch nur kurz dargestellt werden.

In der Abb. 62 wird die gemessene Spannungsverstärkung V_u als Funktion der Pumpspannungsamplituden $U_{p3,4}$ in den Leitungen (3) und (4) angegeben. Die Schaltung wird hier jeweils im Kompensationspunkt betrieben. Auch hier läßt sich, wie bei der Impulsformerschaltung, der optimale Betriebspunkt finden. Er liegt hier, bei einer Amplitude der Eingangssignale von $U_e = 18$ mV und einer Halbwertsbreite von $T_{pe} = 475$ ps, bei $U_{p3,4} \approx 400$ mV. Hier, und bei größeren Pumpspannungen, ergibt sich die Einfügungs- Ladungsverstärkung zu $V_q = 2,66 = \text{konstant}$. Weiterhin geht die Halbwertsbreite der Ausgangsimpulse mit größeren Pumpspannungen gegen den Minimalwert von $T_{p1} = 63$ ps (Abb. 63) und die Spannungsverstärkung

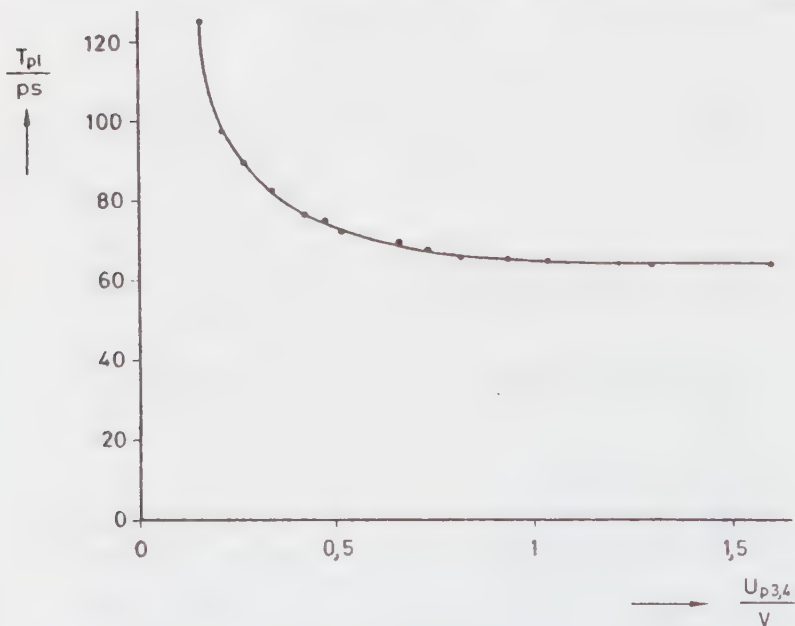


Abb. 63 Halbwertsbreite der Ausgangsimpulse als Funktion der angelegten Pumpspannungsamplitude

wird etwas größer als $V_u = 10$ (20 dB). Günstige Betriebspunkte ergeben sich bei Pumpspannungen von 500 ... 800 mV. Dort wird ein Kompromiß zwischen einer hohen Spannungsverstärkung und kleinen Störspannungen an den Ausgängen des DDR erreicht.

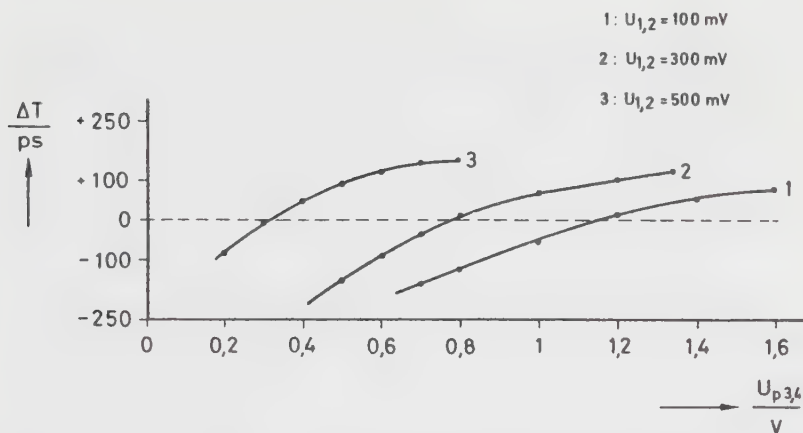


Abb. 64 Die auf das Pumpspannungsmaximum ($\Delta T = 0$) bezogene zeitliche Lage der Ausgangsimpulse des Dioden-Differenzregenerators als Funktion der Pumpspannungsamplitude

Abb. 64 gibt die zeitliche Lage der Ausgangsimpulse (bezogen auf die Pumpspannung) bei jeweils konstanten Vorspannungen als Funktion von $U_{p3,4}$ an. Hier schalten die Dioden, im Gegensatz zur Impulsformerschaltung, später mit größer werdender Pumpspannung. Auch dieser Effekt erfolgt durch eine Rückwirkung der Transistoren auf die Dioden. Mit größer werdendem $U_{p3,4}$ steigen die Sperrspannungen an den Dioden und damit auch die Stromabsenkungen der Transistorströme. Als Folge davon werden die Dioden zusätzlich geladen und sperren demgemäß später.

Zur Einstellung des Kompensationspunktes müssen folglich neben den Vorspannungen auch die Pumpspannung betrachtet werden. Dabei gilt nach Abb. 64, daß bei größer werdender Pumpspannung die Vorspannungen reduziert werden müssen, wenn der Kompensationspunkt eingestellt bleiben soll. In der Abb. 65 sind diese

Vorspannungen U_{1k} und U_{2k} als Funktion von $U_{p3,4}$ dargestellt.

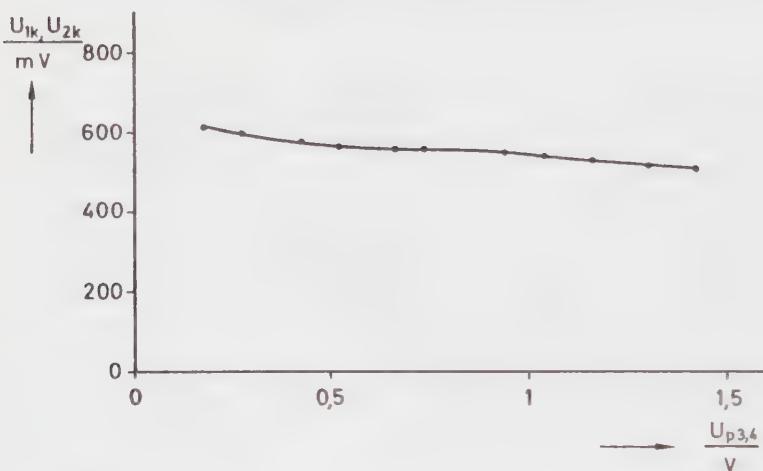


Abb. 65 Größe der Vorspannungen in Abhängigkeit von der Pumpspannungsamplitude zur Einstellung des Kompensationspunktes

Trotz der zum Teil komplizierten inneren Vorgänge des DDR ist dessen Handhabung relativ problemlos. So existiert für jedes Eingangssignal, dessen Impulsfußbreite nicht größer als zwei Periodendauern ist, ein optimaler Betriebspunkt: zunächst wird die Pumpspannung geringfügig größer als ihr optimaler Wert gewählt. Damit erreicht man eine große Spannungsverstärkung. Anschließend wird mit den Vorspannungen der Kompensationspunkt eingestellt.

Eine Drift des Betriebspunktes (Kompensationspunktes), z.B. durch Temperatureffekte, wurde nicht festgestellt. Da eine Temperaturänderung stets die Elemente in den Leitungen (3) und (4) in gleicher Weise beeinflusst, kann dadurch auch keine Unsymmetrie entstehen.

Ein DDR benötigt zwei Quellen zur Leistungsverorgung: eine Gleichspannungsquelle zur Versorgung der Transistoren und

der Dioden und eine Pumpspannungsquelle. Zur Ermittlung der aufgenommenen Gesamtleistung des DDR sind nur die Verlustleistungen der Transistoren und die Pumpleistung zu betrachten, die Gleichströme durch die Speicherschaltioden liegen bei einigen $10 \mu\text{A}$ und können vernachlässigt werden.

Die an die Leitungen (1) und (2) bzw. (3) und (4) angelegte Pumpspannung beträgt im optimalen Betriebspunkt etwa $U_{p3,4} \approx 2 U_1$. Bei Verwendung eines Übertragers in der Pumpleitung (a) ist die dort angelegte Pumpspannung $U_{pa} = \sqrt{2} U_{p3,4}$, wird ein ohmscher Leistungsteiler verwendet, beträgt $U_{pa} = 2 U_{p3,4}$. Von der Größe der Pumpspannung hängt der Arbeitspunktstrom I_{Co} ab. Weil die Transistoren durch die Sperrspannung an den Dioden nicht ausgeschaltet werden dürfen, muß I_{Co} mit $U_{p3,4}$ ansteigen.

In dem Meßbeispiel nach Abb. 49 beträgt die über die Periodendauer gemittelte Leistung beider Ausgangsimpulse $P_1 = 140 \mu\text{W}$. Bei Verwendung des Übertragers in der Leitung (a) ist dort die Pumpleistung $P_{pa} = 4 \text{ mW}$. Damit beträgt bei der Impulsformerschaltung das Verhältnis der aufgenommenen Pumpleistung zur abgegebenen Signalleistung etwa 29. Die Verlustleistung beider Transistoren im DDR ergibt sich zu $P_V = 312 \text{ mW}$ ($I_{Co} = 26 \text{ mA}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$). Die Transistoren verbrauchen damit den weitaus größten Teil der aufzubringenden Leistung.

Die zulässige Verlustleistung der verwendeten Transistoren (NEC, V981 S, $P_{Vmax} = 200 \text{ mW}$) bestimmt auch die maximale Ein- bzw. Ausgangsspannung des DDR. Es konnten Ausgangsimpulse mit einer maximalen Amplitude von 1 V erreicht werden.

4.3.1 POTENTIELLE ANWENDUNG DES DIODEN- DIFFERENZREGENERATORS IN OPTISCHEN PCM- NACHRICHTENSYSTEMEN.

Zur Zeit werden digitale optische Nachrichtensysteme mit Bit-raten von etwa 140 Mbit/s entwickelt /51/, /52/. Systeme mit Bit-raten bis zu 1 Gbit/s befinden sich im Forschungsstadium /40, /53/, /54/. Diese hochratigen Nachrichtensysteme könnten dort angewandt werden, wo sehr große Datenmengen zu übertragen sind.

In solchen Systemen werden in der Regel Halbleiter- Laserdioden als Sender und Avalanche- Fotodioden als Detektoren verwandt. Zur Übertragung dient i.a. eine Lichtleitfaser (Glasfaser).

Da die Strahlungsimpulse während der Ausbreitung in der Faser gedämpft und durch Dispersion verbreitert werden, müssen sie am Ende jedes Übertragungsabschnittes regeneriert werden. Das kann z.B. mit Hilfe des hier beschriebenen Dioden- Differenzregenerators erfolgen, indem die von der Fotodiode gelieferten Signalimpulse den DDR ansteuern, siehe auch /44/. Die Amplituden der Signalimpulse werden dabei verstärkt, ihre Breite reduziert und ihre zeitliche Lage neu definiert.

In der Abb. 66 ist ein Meßaufbau dargestellt, mit dem eine optische Übertragungsstrecke nachgebildet und ihre Impulse mit dem nachgeschalteten DDR regeneriert werden. Ein Bitmuster-generator mit einer Bitrate von 1 Gbit/s steuert eine Laserdiode (STL, LBA 185 A) an. Ihre Strahlungsimpulse durchlaufen eine kurze Lichtleit-faser und werden dann von der Avalanche- Fotodiode (AEG- Telefunken, BPW 28) detektiert. Die Fotodiode braucht, wegen ihres großen Innenwiderstandes, in der Referenzleitung (Leitung (3)) nicht nachge-bildet werden. Lediglich der Meßwiderstand von 200 Ω , an dem die Eingangssignale gemessen werden, muß in die Leitung (3) eingefügt werden. Es wurden hier Speicherschalttdioden der Fa. Aertech des Typs A4S 008 und Transistoren (V981 S) von NEC verwandt.

Die Pumpe ist in diesem Versuchsaufbau fest mit dem Bitmuster-generator synchronisiert. In einem realen System muß jedoch eine Taktrückgewinnung erfolgen. Entsprechende Schaltungen (Phase locked loops, PLL) wurden bereits für Bitraten von etwa 1 Gbit/s realisiert /39/, /40/.

Die sehr kurzen Lichtimpulse der Laserdiode unterliegen in der nur kurzen Lichtleitfaser (30 cm) keiner merklichen Dispersion. Die Halbwertsbreite der detektierten Signalimpulse wird deswegen im wesentlichen durch die Stromanstiegszeit der Fotodiode bestimmt und beträgt mit einem Lastwiderstand der Diode von 50Ω etwa 300 ps. Um eine Dispersion der Lichtleitfaser zu simulieren, wurde mit Hilfe des Widerstandes R_s (Abb. 66) die RC- Zeitkonstante der Fotodiode und damit die Anstiegszeit des Signalstromes künstlich vergrößert. Es stellten sich damit Signalimpulse mit einer Halbwertsbreite von 750 ps ein. Ihre Impulsfußbreite ist mit etwa 1,5 ns erheblich größer als die Periodendauer von 1 ns.

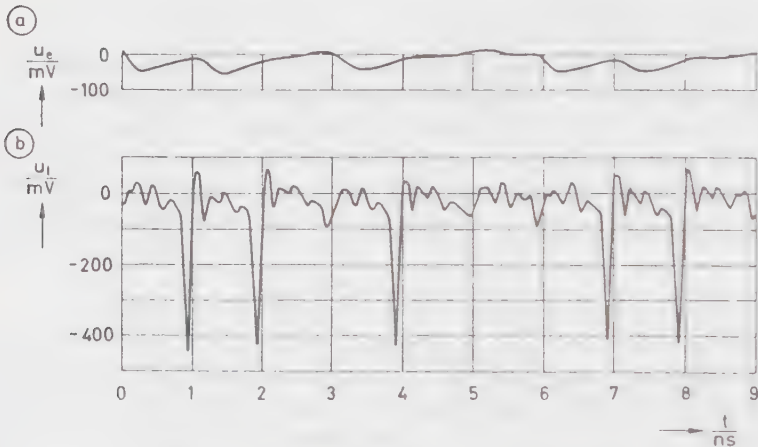


Abb. 67 Eingangssignale (a) und regenerierte Ausgangsimpulse (b) des Dioden- Differenzregenerators im Meßaufbau nach Abb. 66

Die Eingangsimpulse des DDR sind in der Abb. 67a dargestellt; sie wurden an der Basis des Transistors gemessen. Die Ausgangsimpulse gibt die Abb. 67b wieder. Ihre Halbwertsbreite beträgt etwa 100 ps. Die Spannungsverstärkung beläuft sich hier auf $V_u = 10$ (20 dB). Die Pumpspannung in den Leitungen (3) und (4) ist mit $U_{p3,4} = 1,3 \text{ V}$ größer als ihr optimaler Wert. Wie man sieht, werden die Eingangssignale trotz ihrer großen Impulsbreite gut regeneriert und der Signal- Ladungsübertrag wird voll kompensiert.

5 ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wird zunächst eine wenig bekannte, extrem breitbandige hybride T- Struktur beschrieben und analysiert. Während die Bandbreiten anderer bekannter Hybrider T's wenige Oktaven groß sind, werden hier mehr als 3 Dekaden erreicht. Die bekannte Originalform dieses speziellen Hybriden T besitzt eine untere Grenzfrequenz von $f_u = 2$ MHz und eine obere Grenzfrequenz von $f_o = 2$ GHz; hier konnte seine Bandbreite auf den Bereich von $f_u = 2,5$ MHz bis $f_o = 5$ GHz erweitert werden. Im gesamten Übertragungsbereich beträgt die Isolation (Dämpfung) zwischen den voneinander entkoppelten Leitungen mehr als 40 dB. Die Streumatrix dieses Hybriden T wird hier erstmals abgeleitet.

Durch die große Bandbreite des betrachteten Hybriden T sind auch Breitbandanwendungen, wie in der Subnanosekunden- Impulstechnik (Digitaltechnik), möglich. Im Hinblick auf diese Anwendungen wurden Modifikationen des Hybriden T vorgenommen, wodurch die Bandbreite des Bauelementes schließlich sogar auf mehr als 5 Dekaden anstieg. An einem realisierten modifizierten Hybriden T wurde die untere Grenzfrequenz zu 55 kHz ermittelt; sie kann leicht weiter reduziert werden. Die obere Grenzfrequenz konnte auf 7 GHz und zwischen bestimmten, in ihrer Funktion wählbaren Toren des Hybrids auf etwa 12 GHz angehoben werden.

Mit Hilfe des modifizierten Hybriden T und unter Verwendung von Speicherschaltioden wurden sehr flexible Impulsgeneratoren mit einer Impulsfolgefrequenz von bis hinauf zu 5 GHz realisiert. Die Impulsrate kann in einem weiten Bereich (etwa 1,5 Dekaden Bandbreite) jeweils frei gewählt werden. Die Amplitude, Halbwertsbreite und Polarität der Impulse wird dabei mit Hilfe von Gleichspannungen eingestellt. Die maximale Ausgangsspannung betrug etwa 10 V und die minimale Impulsbreite 65 ps.

Ebenfalls mit Hilfe des modifizierten Hybriden T und Speicherschaltioden wurden getaktete Impulsregeneratoren, z.B. zur Anwendung in digitalen optischen PCM- Nachrichtensystemen für den Gbit/s- Bereich, realisiert. Dabei erfolgt eine

Amplitudenverstärkung und eine Wiederherstellung sowohl der Impulsform als auch der zeitlichen Impulslage. Bei einer Bit-rate von 1 Gbit/s wurde eine Spannungsverstärkung von mehr als 20 dB erreicht. Mit einer Gegentaktansteuerung kann die Spannungsverstärkung auf 26 dB verdoppelt werden. Die minimal verarbeitbare Amplitude der Eingangssignale betrug wenige mV und die maximal erreichbare Amplitude der Ausgangsimpulse etwa 1 V. Die Signale dieser Impulsregeneratoren erscheinen erst nach einer Zwischenspeicherung in den Speicherschaltioden an den Ausgängen. Deshalb ist nur die Impulsfläche (Impulsladung), nicht aber die Form der Eingangsimpulse für die Größe der Ausgangssignale maßgeblich. Gewisse Störungen der Eingangssignale, wie z.B. ein Phasen-Jitter, pflanzen sich deswegen nicht fort.

Messungen und eine Analyse der Schaltung ergaben, daß diese auch sehr breite Eingangsimpulse regenerieren kann. Das bedeutet z.B. für eine Anwendung in digitalen PCM-Nachrichtensystemen mit Bitraten von 1 Gbit/s, daß RZ-Impulse, die durch Dispersion der Übertragungsstrecke zu NRZ-Signalen verbreitert werden, voll regeneriert werden. Ladungsanteile der Eingangsimpulse, die in der jeweils nachfolgenden Periode auftreten, können dabei mit Hilfe eines vom Arbeitspunkt der Schaltung abhängigen Ladungsübertrages voll kompensiert werden.

Die Regeneratoren besitzen die allgemeine Eigenschaft, daß bei gegebener Ladungsverstärkung die Ausgangsimpulsamplituden mit kleiner werdender Impulsbreite ansteigen. Die kleinste erreichte Impulsbreite betrug bei den verwendeten Dioden 63 ps. Diese kurzen Zeiten, und damit verbunden die relativ großen Spannungsverstärkungen, sind deswegen möglich, weil auf Grund der Eigenschaften des Hybriden T die Speicherschaltioden parallel in die jeweiligen Leitungen geschaltet werden können. Hierin unterscheidet sich dieser Impulsregenerator prinzipiell von anderen, bisher bekannten Schaltungskonzepten mit Speicherschaltioden. Mit verfügbaren Speicherschaltioden und bei Verwendung von 50 Ω - Leitungen scheinen noch kürzere Ausgangsimpulse und damit noch größere Verstärkungen nicht erreichbar.

Auf Grund der sehr kurzen Ausgangsimpulse lassen sich Impulsregeneratoren dieser Art (mit einer vereinfachten Schaltung) sehr gut für die Realisierung von Zeitbereichs-Multiplexern ver-

wenden. Auch hier wäre eine Anwendung in zukünftigen optischen PCM- Nachrichtensystemen denkbar. Es wurden Multiplexer mit Bitraten der Ausgangskanäle von maximal 7,84 Gbit/s (RZ- Impulse) bzw. 16 Gbit/s (NRZ- Impulse) und Ausgangsspannungen von 2 V realisiert. Die maximale Ausgangsspannung betrug etwa 10 V. Eine wesentliche Erhöhung der Bitraten bei Verwendung verfügbarer Speicherschaltioden und 50 Ω - Leitungen scheint auch hier nicht möglich.

Das Verhalten der einzelnen Schaltungen wird in dieser Arbeit als Funktion der angelegten Betriebsspannungen und der wesentlichen Parameter der verwendeten Bauelemente ausführlich beschrieben. Zur Darstellung der inneren Funktionsweise und um die optimale Größe der hier wesentlichen Bauelemente- Parameter abzuschätzen, werden in größerem Umfang die Ergebnisse numerischer Rechner- Simulationen herangezogen. Trotz z.T. recht komplizierter innerer Zusammenhänge in der Funktionsweise der Impulsregeneratoren ist ihre Anwendung nicht problematisch.

ANHANG

A1 DIE SPEICHERSCHALTDIODE

Moderne Speicherschaltioden (Step-recovery diode) besitzen eine pin- Struktur mit einer sehr kleinen Weite w der mittleren intrinsischen Zone. Sie sind, einschließlich ihres Schaltverhaltens, in der Literatur ausführlich beschrieben worden. Erstmals wurden sie von Moll, Krakkauer und Shen /29/ sowie von Moll und Hamilton /30/ untersucht. Das Modell der schaltenden Speicherschaltiodiode wurde anschließend durch Varshney und Roulston /55/, Schünemann und Müller /56/ und Tielert /57/ erweitert. Wegen seiner Bedeutung für die hier beschriebenen Anwendungen wird das dynamische Verhalten (Schaltverhalten) kurz dargestellt. Daraus werden dann einige Kriterien für die Auswahl von Speicherschaltioden für die hier behandelten Anwendungen abgeleitet.

Das Gleichstromverhalten ist in dieser Arbeit nicht von großer Bedeutung. Die $I(U)$ - Kennlinien der Dioden werden lediglich für die numerische Simulation der Impulsregeneratoren benötigt. Sie werden deswegen im Kap. A3 behandelt, in dem die Simulation beschrieben wird.

Das prinzipielle Schaltverhalten einer Speicherschaltiodiode kann mit der in Abb. A1a dargestellten Schaltung erläutert werden. Die Diode wird dort zunächst durch einen Generator mit der Spannung U_{gf} in Fußrichtung gesteuert (Abb. A1b). In dieser Zeit fließt der Strom I_{df} und an der Speicherschaltiodiode fällt die Spannung U_{df} ab. Die in der Diode gespeicherte Ladung q gehorcht der Kontinuitätsgleichung

$$\frac{dq}{dt} = i_d - \frac{q}{\tau}, \quad (A1)$$

wobei i_d der Diodenstrom und τ die mittlere Lebensdauer der gespeicherten Ladungsträger in der Diode sind. Während der Lade- phase ($0 \leq t \leq t_L$) wird mit $i_d = I_{df}$ die in der Diode gespeicherte Ladung

$$q = I_{df} \cdot \tau [1 - \exp(-\frac{t}{\tau})]. \quad (A2)$$

Zur Zeit $t = t_L$ ist $q = Q_L$. Nun erfolge ein Polaritätswechsel der Generatorspannung nach U_{gr} . Dadurch kehrt sich die Richtung des Diodenstromes um und es fließt I_{dr} , der gemeinsam mit der Rekombination in der Diode die gespeicherte Ladung aus der Diffusionskapazität C_D ausräumt. Solange C_D noch geladen ist, kann sich die Spannung an ihr entsprechend der $C(U)$ - Kennlinie nur geringfügig ändern.

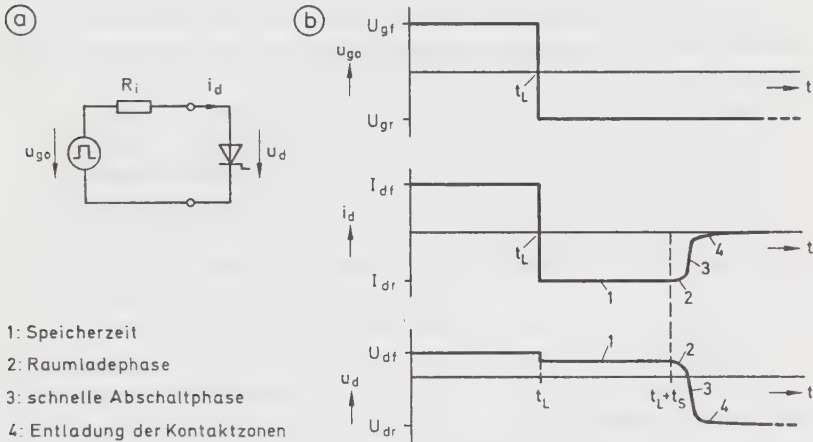


Abb. A1 Darstellung des prinzipiellen Schaltverhaltens einer Speicherschaltodiode

Die Gesamtspannung an der Diode wird allerdings etwas geringer, da die Stromänderung $\Delta I_d = I_{df} - I_{dr}$ am Diodenbahnwiderstand eine Spannungsänderung bewirkt. In dieser Entladephase ($t_L \leq t \leq t_L + t_s$) wird die Ladung Q_L entsprechend Gl. (A1) abgebaut. Die gespeicherte Ladung ergibt sich in dieser Zeit zu

$$q = I_{dr} \tau + (Q_L - I_{dr} \tau) \exp(-\frac{t - t_L}{\tau}) \quad (A3)$$

mit $I_{dr} < 0$. Zur Zeit $t = t_L + t_s$ ist die gespeicherte Ladung $q = 0$. Mit der Annahme, daß die Ladezeit $t_L \gg \tau$ ist, wird

$Q_L = I_{df} \tau$. Dann ergibt sich die Größe der Entladephase (Speicherzeit) zu

$$t_s = \tau \ln \left(1 + \frac{I_{df}}{I_{dr}} \right). \quad (A4)$$

Die Gln. (A3) und (A4) können nur als Näherungslösungen verwandt werden, weil der Anteil der in der Diode gespeicherten Ladung, der nach der Zeit $t = t_L + t_s$ ausgeräumt wird, in diesen Gleichungen nicht enthalten ist. Bei kurzen Speicherzeiten kann diese Restladung einen nicht vernachlässigbaren Teil der Gesamtladung ausmachen. Die Restladung setzt sich aus drei Anteilen zusammen:

- a) einem Rest der in der intrinsischen Zone der Diode gespeicherten Gesamtladung /55/,
- b) einer zur Umladung der Sperrschichtkapazität notwendigen Ladung und
- c) der in den Kontaktzonen der Diode gespeicherten Ladung /57/.

Zunächst wird die in der intrinsischen Zone der Diode gespeicherte Ladung abgebaut, wobei hier eine Raumladung beweglicher Ladungsträger entsteht (Raumladeephase). In dieser Zeit baut sich die von Moll und Hamilton /30/ als "Ramping" bezeichnete Spannung auf (Abb. A1). Nach dem Ausräumen dieser Restladung beginnt die schnelle Abschaltphase. Sie wird bei realen Speicherschalttdioden wesentlich durch die Zeitkonstante $R \overline{C}_{sp}$ bestimmt. Der Widerstand R ist dabei durch die äußere Beschaltung gegeben und $\overline{C}_{sp}$ ist die über die Spannung gemittelte Sperrschichtkapazität der Speicherschalttdiode. Am Ende des Schaltvorganges dominiert dann der Einfluß des relativ langsamen Ausräumens der in den Kontaktzonen gespeicherten Ladung. Entsprechend der Größe dieser Ladung ergibt sich im Anschluß an den schnellen Übergang ein langsames Abklingen des Diodenstromes auf den Sperrstrom ("Rounding").

Nach der Art der Anwendung müssen nun die Speicherschalttdioden mit den dafür optimalen Eigenschaften ausgesucht werden.

Für den in dieser Arbeit beschriebenen Einsatz der Dioden ist eine Auswahl nach folgenden Gesichtspunkten erforderlich:

- a) Die in einer Speicherschaltodiode gespeicherte Ladung soll möglichst unvermindert wiedergewonnen werden. Damit muß die mittlere Lebensdauer τ der Ladungsträger groß sein.
- b) Die Diode soll in einer minimalen Übergangszeit schalten. Damit muß die Sperrschichtkapazität C_{sp} klein und "Ramping" und "Rounding" sollen vernachlässigbar sein.

Zwischen diesen Eigenschaften und dem geometrischen Aufbau der Dioden besteht nun ein funktioneller Zusammenhang /57/:

- a) Die mittlere Ladungsträgerlebensdauer wird groß, wenn die Weite w der intrinsischen Zone und die Diodenquerschnittsfläche A_d groß werden.
- b) Die Sperrschichtkapazität wird klein, wenn w groß und A_d klein werden.
- c) Die Ladungsspeicherung in den Kontaktzonen wird klein, wenn w groß und A_d groß werden.
- d) Die Raumladephase wird klein, wenn w klein und A_d groß werden.

Die Forderungen nach einer kleinen Raumladephase, einer geringen Ladungsspeicherung in den Kontaktzonen und einer großen mittleren Ladungsträgerlebensdauer führen zu einer großen Diodenquerschnittsfläche A_d und stehen damit im Widerspruch zur Forderung nach einer kleinen Sperrschichtkapazität und, damit verbunden, einer kleinen Übergangszeit. Bezüglich der Weite w der intrinsischen Zone stehen die Forderungen nach einer kleinen Sperrschichtkapazität, einer großen mittleren Ladungsträgerlebensdauer und einer kleinen Ladungsspeicherung in den Kontaktzonen im Widerspruch zur Forderung nach einer kleinen Raumladephase. Ferner kann gezeigt werden /57/, daß bei einer gegebenen Speicherschaltodiode sowohl die Größe der Raumladephase als auch der Einfluß der gespeicherten Ladung in den Kontaktzonen auf den Schaltvorgang von der Betriebsart der Diode abhängt. Dabei gilt, daß mit größerer gespeicherter Ladung in der Diode die Schaltzeit größer wird. Weiterhin ist die Ladungsspeicherung in den

Kontaktzonen umso stärker feststellbar, je mehr sich die gespeicherte Ladung ihrer stationären Verteilung in der Diode nähert.

In der Tabelle A1 wird eine Übersicht über einige Speicherschaltioden mit ihren wichtigsten Parametern gegeben. Es zeigt sich, daß die Übergangszeit (Schaltzeit) mit der Sperrschichtkapazität größer wird. Die gleiche Tendenz zeigt auch die minimale Durchbruchsspannung. Großflächige Dioden besitzen demnach auch eine größere Weite der intrinsischen Zone und damit eine größere Ladungsträgerlebensdauer.

Es fällt auf, daß alle aufgeführten Hersteller die Übergangszeit als Anstiegszeit der Diodenspannung von 20 % auf 80 % der maximalen Diodenspannung angeben und nicht, wie sonst üblich, von 10 % auf 90 %. Die Ursache dafür ist, daß Speicherschaltioden oft in Frequenzvervielfachern angewendet werden und dort nur der schnelle Teil des Abschaltvorganges von Bedeutung ist. Der Einfluß des "Ramping" und "Rounding" auf die Schaltflanke ist bei dieser Angabe der Anstiegszeit nicht ersichtlich.

Hersteller	Diode	Sperrschichtkapazität bei $U_d = -10$ V C_{sp} (pF) $\times$ ($U_d = 0$ V)	Minimale Durchbruchspannung U_{BR} (V)	Ladungsträgerlebensdauer τ (ns) ($I_{df} = 10$ mA)	Übergangszeit t_d (ps) (20% - 80%)
HP	5082-0008	0,25- 0,5 ^x	20	15	50
Aertech	A4S 008	0,25- 0,5	20	15	50
HP	5082-0020	0,35- 1 ^x	25	40	75
Aertech	A4S 015	1 - 1,5	35	75	125
Aertech	A4S 021	1,6 - 3,2	40	85	150
Aertech	A4S 017	3,2 - 5,2	75	200	400

Tabelle A1: Speicherschaltioden mit unterschiedlichen Ladungsträgerlebensdauern und Übergangszeiten

A2 PRINZIP DER IMPULSREGENERATION ALLEIN MIT HILFE VON
SPEICHERSCHALTDIODEN

In diesem Abschnitt werden die grundsätzliche Funktionsweise von Impulsregeneratoren, die Speicherschaltioden enthalten, an Hand bereits bekannter Grundschaltungen /27/, /28/ erläutert und einige wesentliche Eigenschaften diskutiert. Dabei werden Kriterien angegeben, die zwei der drei Regeneratorfunktionen, nämlich die Impulsverstärkung und die Regeneration der Impulsform, wesentlich beeinflussen und begrenzen. So zeigt sich z.B., daß in einer Regeneratorstufe die Impulsverstärkung umgekehrt proportional zur Breite ihrer Ausgangsimpulse ist. Mit dem in dieser Arbeit beschriebenen modifizierten Hybriden T können nun Impulsregeneratoren realisiert werden, die erhebliche kürzere Ausgangsimpulse und damit größere Impulsverstärkungen als diese bisher bekannten Grundschaltungen erreichen. Weiterhin können auch im Gegensatz zur Grundschaltung kleine Eingangssignale, bis hinunter zu wenigen mV Amplitude, regeneriert werden.

Die Grundschaltung des Impulsregenerators nach Abb. A2a enthält zwei Spannungsquellen (Impulsquellen) /27/. Die Impulsquelle mit der

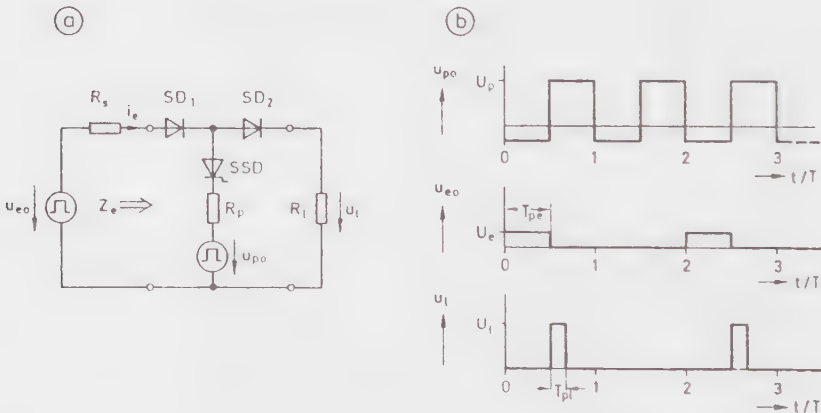


Abb. A2 a: Grundschaltung des Impulsregenerators mit Speicherschaltioden
b: Idealierte Spannungsverläufe am Impulsregenerator

Rechteckspannung u_{po} (Pumpspannung) versorgt die Schaltung mit der Betriebsleistung und taktet sie gleichzeitig. Die zu regenerierenden Eingangsimpulse werden von der Quelle mit der Spannung u_{eo} geliefert. Die Bitraten beider Impulsquellen müssen gleich und ihre Impulse phasenstarr zueinander sein, wobei u_{po} stets um die halbe Periodendauer gegenüber u_{eo} verschoben ist. Die Eingangsimpulse dürfen folglich nur in den Zeiten negativer Spannungswerte von u_{po} erscheinen (Abb. A2b). In dieser Zeit ist sowohl die Speicherschaltodiode SSD als auch die Schottky-Diode SD_1 leicht in Fußrichtung vorgespannt und somit leitend, während die Schottky-Diode SD_2 sperrt. Ein Eingangssignal kann nur über SD_1 durch die Speicherschaltodiode fließen, in der seine Signalladung gespeichert wird. Nach Beendigung des Eingangssignals wechselt die Pumpspannung ihre Polarität. Dadurch wird SD_1 gesperrt und SD_2 leitet. Die Speicherschaltodiode bleibt solange leitend, bis die gespeicherte Signalladung ausgeräumt ist. Dieser Ausräumstrom fließt in Sperrichtung durch die Speicherschaltodiode und ruft am Lastwiderstand R_1 das Ausgangssignal u_1 hervor. Die Vorderflanke des Ausgangsimpulses wird dabei durch die Vorderflanke des Pumpimpulses u_{po} festgelegt und die Rückflanke entspricht der Schaltflanke der Speicherschaltodiode. Erscheint in der Zeit negativer Pumpspannung kein Eingangssignal, so sperrt die Speicherschaltodiode sofort mit Beginn der positiven Pumpspannung und kein Ausgangssignal erscheint.

Es können folgende grundsätzliche Eigenschaften des idealisierten Impulsregenerators festgehalten werden (Abb. A2):

- a) Die Ladung eines Eingangsimpulses ist durch Verluste in der Schaltung immer größer als die des dazugehörigen Ausgangsimpulses.
- b) Je größer die (positive) Amplitude der Pumpspannung ist, umso schneller wird die gespeicherte Signalladung aus der Speicherschaltodiode ausgeräumt. Bei fester Größe eines Eingangssignales wird damit die Amplitude des Ausgangssignals umso größer, je kürzer es ist.
- c) Bei fester Größe eines Eingangssignals und konstanter Größe der Pumpamplitude wird die Spannung des Ausgangsimpulses mit wachsendem Lastwiderstand R_1 größer.

- d) Der Eingangswiderstand Z_e der Regeneratorschaltung ist mit der Serienschaltung aus den dynamischen Impedanzen der Schottky- Diode SD_1 und der Speicherschaltodiode sowie dem Innenwiderstand R_P der Pumpspannungsquelle relativ hoch. Deswegen ist der Signalstrom der Eingangs-impulse und damit auch die gespeicherte Signalladung relativ klein.
- e) Obwohl der Ladungswirkungsgrad < 1 ist, kann durch die Impulsformung eine Spannungs- und Leistungsverstärkung erreicht werden.

Die Gleichungen zur Ermittlung des Ladungswirkungsgrades, der Spannungs- Strom- und Leistungsverstärkung ergeben sich analog zu den Gln. (36) - (50) in Kap. 3.2.2.

Im realen Impulsregenerator wird die Spannungsverstärkung und damit auch die Leistungsverstärkung im wesentlichen durch die minimale Breite der Ausgangsimpulse begrenzt. Diese wiederum werden durch die nicht verschwindende Übergangszeit (Anstiegszeit) der Speicherschaltioden festgelegt. Bei den verwendeten Speicherschaltioden kann hier mit hinreichender Genauigkeit angenommen werden, daß deren Übergangszeit durch die Zeitkonstante $R \overline{C_{sp}}$ bestimmt wird. Der Widerstand R ergibt sich dabei aus der Serienschaltung von R_P , R_1 und dem dynamischen Widerstand der Schottky- Diode SD_2 . $\overline{C_{sp}}$ ist die über die geschaltete Spannung gemittelte Sperrschichtkapazität der Speicherschaltodiode. Weil die Übergangszeit der Speicherschaltodiode gleich der Abfallzeit (Rückflanke) der Ausgangsimpulse ist, wird deren Breite mit wachsendem Lastwiderstand größer. Um eine große Spannungsverstärkung zu erhalten, muß der Lastwiderstand R_L groß (nach Punkt (c)) und die Ausgangsimpulsbreite T_{p1} klein gemacht werden. Diese beiden Forderungen widersprechen sich und begrenzen somit die maximale Spannungsverstärkung.

Auch die Anstiegszeit der Pumpspannung geht in die Breite der Ausgangsimpulse und damit in die Spannungsverstärkung ein, weil die Vorderflanke des Ausgangsimpulses u_1 der Vorderflanke des Pumpimpulses u_{po} entspricht. An die Qualität (Flankensteilheit) der Pumpspannung müssen demnach hohe Anforderungen gestellt werden.

An Hand einer einfachen Abschätzung soll die maximale Impuls- Spannungsverstärkung solch eines Regenerators bei einer Bitrate der Eingangsimpulse von 1 Gbit/s näherungsweise ermittelt werden. Hierfür wird angenommen, daß Eingangsimpulse mit einer Halbwertsbreite von 450 ps (bei einer Periodendauer von 1 ns) gerade noch vollständig in der Speicherschaltodiode gespeichert werden können. Die Schottky- Dioden werden als ideal und der dynamische Eingangswiderstand der Regeneratorschaltung zu $Z_e \approx R_p = 50 \, \Omega$ angenommen. Mit der mittleren Sperrschichtkapazität einer schnell schaltenden Speicherschaltodiode von $\overline{C_{sp}} = 0,7 \, \text{pF}$, mit $R_1 = 100 \, \Omega$, $R_p = 50 \, \Omega$ und einer Anstiegszeit der Pumpspannung von etwa 100 ps ergibt sich die Anstiegszeit der Ausgangsimpulse ebenfalls zu 100 ps und die Abfallzeit zu $t_f \approx 2,2 (R_1 + R_p) \overline{C_{sp}} = 230 \, \text{ps}$. Damit wird die minimale Halbwertsbreite eines Ausgangsimpulses, wenn sich die Rückflanke direkt an die Vorderflanke anschließt, etwa 220 ps groß.

Ein größerer Lastwiderstand als $R_1 = 100 \, \Omega$ würde zwangsläufig zu einer größeren Abfallzeit und somit auch zu einer größeren Ausgangsimpulsbreite führen; damit könnte die Speicherschaltodiode in der zur Verfügung stehenden Zeit nicht vollständig ausgeräumt werden. Dieser maximale Lastwiderstand gilt für eine Bitrate von 1 Gbit/s. Bei dieser Bitrate ergibt sich ein Ladungswirkungsgrad von 0,9 /28/. Analog zu der Betrachtung, die zur Ermittlung der Spannungsverstärkung V_u (Gl. 43) führte, ergibt sich hier die theoretische Spannungsverstärkung zu $V_{ug} = U_1/U_e = 3,7$. An einer realen Regeneratorschaltung konnte eine Spannungsverstärkung von $V_{ug} = 2,2 /31/$ erreicht werden, wobei das Eingangssignal an einem Referenzwiderstand $R_{ref} = R_s = 50 \, \Omega$ gemessen wurde.

Der relativ große Unterschied zwischen der theoretischen und gemessenen Spannungsverstärkung V_{ug} ist im wesentlichen darauf zurückzuführen, daß der Eingangswiderstand des Impulsregenerators, der aus der Serienschaltung der dynamischen Impedanzen der Schottky-Diode SD_1 und der Speicherschaltodiode sowie R_p besteht, erheblich größer ist als angenommen ($50 \, \Omega$). Beide Dioden müssen durch das Eingangssignal u_{eo} aus dem Arbeitspunkt heraus aufgesteuert werden. Da beide Dioden im Arbeitspunkt relativ hochohmig sind, besitzen ihre über die Zeit des Eingangsimpulses gemittelten Impedanzen

nicht vernachlässigbar kleine Werte. Deswegen können auch die Dioden durch kleine Eingangssignale nicht voll in Flußrichtung geschaltet und hinreichend niederohmig werden. Somit sind in dieser Schaltung nur große Eingangsimpulse (ab einigen hundert mV Amplitude) zur Regeneration geeignet.

Die Grundsaltung nach Abb. A2a konnte von Wellens /28/ in einigen Punkten verbessert werden (Abb. A3). So wurde z.B. der Eingangswiderstand der Schaltung erheblich verringert, indem eine weitere Speicherschaltodiode (SSD_2) parallel zur Pumpspannungsquelle (mit ihrem Innenwiderstand R_p) geschaltet wurde. Durch Verdoppelung der Anzahl der Speicherschaltioden konnte eine im Gegentakt arbeitende Schaltung realisiert werden. Dadurch ließen sich Störungen auf der Grundlinie der Ausgangsimpulse, die in der Grundsaltung nach Abb. A2a in erheblichem Maße

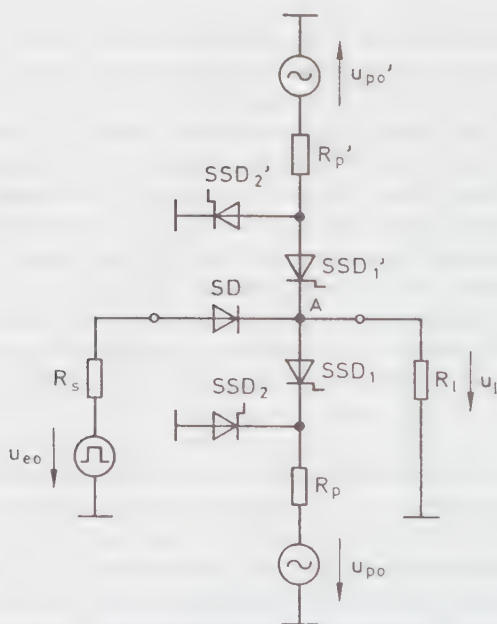


Abb. A3 Verbesserte Grundsaltung des Impulsregenerators mit Speicherschaltioden

vorhanden sind, wesentlich reduzieren. Durch die eingefügten Speicherschalttdioden SSD_2 und SSD_2' konnten weiterhin die hier doppelt benötigten Pumpspannungsquellen vereinfacht werden; ihre Spannungen sind nun sinusförmig.

Mit gegenphasigen Pumpspannungen u_{po} und u_{po}' (180° Phasenverschiebung) werden sämtliche Speicherschalttdioden gleichzeitig in den leitenden Zustand geschaltet. In dieser Zeit kann nun ein Eingangssignal u_{eo} erscheinen und über die Schottky-Diode SD zum Punkt A der Schaltung gelangen. Da die Speicherschalttdioden erheblich niederohmiger als der Lastwiderstand R_1 sind, teilt sich das Eingangssignal praktisch hälftig auf die beiden Speicherschalttdiodenzweige auf. Die Diode SSD_1' wird mit positivem u_{eo} etwas entladen und SSD_1 zusätzlich geladen.

Nach einer Umkehrung der Polarität der Pumpspannungen werden diese beiden Dioden gleichermaßen entladen. Die Pumpströme im Punkt A sind während der Lade- und Entladezeit gleich groß und entgegengesetzt gerichtet, so daß sie sich kompensieren. Damit ergibt sich das Potential in A zu etwa 0V. Wegen ihrer geringen Gesamtladung ist nun SSD_1' früher entladen als SSD_1 und schaltet deswegen auch früher in den sperrenden Zustand. Damit wird nun der Strom von SSD_1 nicht mehr kompensiert und fließt durch den Lastwiderstand R_1 . Dort ruft er das Ausgangssignal u_1 hervor. Ist auch SSD_1 entladen, so sperrt sie ebenfalls und beendet das Ausgangssignal.

In dieser Schaltung kann auf Grund ihres insgesamt erheblich reduzierten Eingangswiderstandes eine wesentlich größere Signalladung in den Speicherschalttdioden gespeichert werden. Jedoch muß auch hier das Eingangssignal die Schottky-Diode SD aufsteuern. Weiterhin existiert eine durch die vier Speicherschalttdioden gebildete Kurzschlußschleife. In der Zeit, in der ein Eingangssignal erscheint, sind alle Dioden leitend und damit niederohmig. Es ist anzunehmen, daß sich ein nicht vernachlässigbarer Teil der gespeicherten Signalladung über die Kurzschlußschleife ausgleicht und somit verloren geht.

Auch in dieser Schaltung wird die erreichbare Spannungsverstärkung durch die minimale Breite der Ausgangsimpulse festgelegt.

Der Umstand, daß die Verstärkung damit wesentlich durch die Größe der Abschaltflanke von der in Serie zum Lastwiderstand liegenden Speicherschaltodiode (hier SSD_1) bestimmt (und begrenzt) wird, hat sich nicht geändert.

Insgesamt kann mit dieser Schaltung durch ihren reduzierten Eingangswiderstand eine höhere Spannungsverstärkung als mit der vorher besprochenen Grundschialtung erreicht werden. Mit einem Lastwiderstand von $R_L = 100 \Omega$ wurde sie zu $V_{ug} = 3,3$ gemessen, wobei das Eingangssignal an einem Referenzwiderstand $R_{ref} = P_s = 50 \Omega$ ermittelt wurde. Dieser Wert liegt relativ nahe bei der mit einem dynamischen Regenerator- Eingangswiderstand von $Z_e = 50 \Omega$ errechneten theoretischen Spannungsverstärkung von $V_{ug} = 3,7$.

Um eine Ladungsverstärkung zu erhalten, muß der große Lastwiderstand R_L beider Regeneratorgrundschialtungen mit einem nachgeschalteten Übertrager hinunter und damit der Signalstrom der Ausgangsimpulse herauftransformiert werden. Realisiert wurden Leitungsübertrager mit einem Eingangswiderstand von 100Ω und einem Ausgangswiderstand von 25Ω . Damit konnte eine Leistungsverstärkung von 2,63 (4,2 dB) erreicht werden /28/.

A3 BESCHREIBUNG DER NUMERISCHEN SIMULATION DER IMPULSREGENERATOREN

Zur Ermittlung der inneren Funktionsweise wurden die Impulsformerschaltung und der Dioden- Differenzregenerator mit Hilfe eines Netzwerkanalyseprogrammes (REGENT der Fa. AEG- Telefunken, Ulm) /58/ im Zeitbereich numerisch simuliert.

Zur Beschreibung des Verzweigungspunktes des modifizierten Hybriden T wurde die Brückenersatzschaltung nach Abb. 4 verwandt. Sie gibt bei den in den Impulsregeneratoren auftretenden zeitlichen Spannungsverläufen das Verhalten des realen Verzweigungspunktes hinreichend gut an.

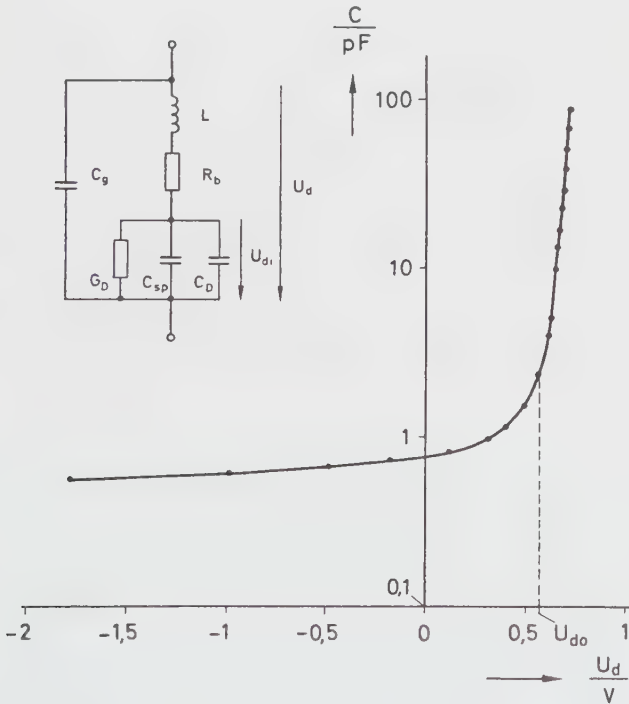


Abb. A4 Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer Speicherschalt- diode und Darstellung der Gesamtkapazität einer verwendeten Diode (A4S 008) als Funktion der angelegten Diodenspannung (Messung)

Zur Simulation der Speicherschalttdioden kann ein vereinfachtes Ersatzschaltbild (Abb. A4) verwandt werden. Die verwendeten Dioden sind in Mini-LID-Gehäusen mit Gehäusekapazitäten von $C_g = 0,05$ pF montiert. Die Zuleitungsinduktivität wurde zu $L \approx 1$ nH ermittelt. Die Größe der Sperrschichtkapazität C_{sp} , der Diffusionskapazität C_D und des Diffusionsleitwertes G_D ist jeweils eine nichtlineare Funktion der inneren Diodenspannung U_{di} :

$$C_{sp} = C_{spo} \left(1 - \frac{U_{di}}{U_D}\right)^{-\gamma}$$

$$C_D = C_{Do} \exp \left(\frac{U_{di}}{m_c U_T} \right) \quad (A5)$$

$$G_D = G_{Do} \exp \left(\frac{U_{di}}{m_g U_T} \right).$$

Hierin sind C_{spo} die Sperrschichtkapazität bei $U_d = 0V$, C_{Do} die Diffusionskapazität bei $U_d = 0V$, γ eine vom Dotierungsprofil der Diode abhängige Konstante, U_D die Diffusionsspannung, $U_T = 25,9$ mV die Temperaturspannung bei 300 K und m_c gibt das Verhältnis der in der intrinsischen Zone (i- Gebiet) zu der in den Kontaktzonen gespeicherten Ladung an. Erfolgt die Ladungsspeicherung ausschließlich im i- Gebiet, so ist $m_c = 2/57$; wird die Ladung, wie in einer pn- Diode, nur in den Kontaktzonen gespeichert, so ist $m_c = 1$. Damit gilt $1 \leq m_c \leq 2$.

In der Abb. A4 ist die mit Hilfe einer Kleinsignalmessung ermittelte Gesamtkapazität $C = C_g + C_{sp} + C_D$ der verwendeten Speicherschalttdioden (hier: Aertech, A4S 008) als Funktion der angelegten Diodenspannung U_d dargestellt. Durch die Wahl eines logarithmischen Maßstabes für C wird nach Gl. (A5) die Diffusionskapazität annähernd als Gerade dargestellt, so daß der Übergang von $C_g + C_{sp}$ auf C_D als dominierende Kapazität recht gut ermittelt werden kann. Er findet bei $U_d = U_{do} \approx 570$ mV statt. Dort ist $C_g + C_{sp} \approx C_D$. Mit Hilfe dieser Kurve können die Konstanten der Gl. (A5) für C_{sp} und C_D bestimmt werden (C_g ist hier C_{sp} hinzugefügt worden). Der Bahnwiderstand der Diode ist in diesem

Spannungsbereich noch ohne Einfluß auf die $C(U)$ - Kennlinie. Es ergibt sich: $C_{Do} = 9,25 \cdot 10^{-8}$ pF, $m_c = 1,35$, $C_{spo} = 0,77$ pF, und mit $U_D = 1$ V ist $\gamma = 0,52$.

Zur Ermittlung der gesamten in einer Speicherschaltodiode gespeicherten Signalladung wird in der Simulation von den Kleinsignalkapazitäten C_{sp} und C_D (Gl. A5) ausgegangen. Die differentielle Ladung dq in den Kapazitäten ergibt sich zu

$$\frac{dq}{du_{di}} = C_{sp} + C_D. \quad (A6)$$

Damit beträgt die in der Diode gespeicherte Gesamtladung

$$Q = \int_0^{U_{di}} (C_{sp} + C_D) du_{di}. \quad (A7)$$

Unter Verwendung der Gl. (A5) erhält man nach einer Integration und $U_d = U_{di}$ die gespeichert Ladung /58/

$$Q = C_{Do} m_c U_T \left(\exp \frac{U_d}{m_c U_T} - 1 \right) + C_{spo} \frac{U_D}{\gamma - 1} \left[\left(1 - \frac{U_d}{U_D} \right)^{1-\gamma} - 1 \right]. \quad (A8)$$

Der erste Teil von Gl. (A8) beschreibt den in der Diffusionskapazität und der zweite Teil den in der Sperrschichtkapazität gespeicherten Ladungsanteil der Gesamtladung Q .

Mit Hilfe einer Gleichstrommessung wurde die $I(U)$ - Kennlinie der Speicherschaltioden ermittelt und daraus der Sperrstrom zu $I_{sp} = 1,37 \cdot 10^{-16}$ A und $m_g = 1,06$ errechnet. Der Faktor m_g kann in den hier interessierenden Strombereichen als konstant angenommen werden. Ferner ergab sich der Bahnwiderstand der Diode zu $R_b \approx 1 \Omega$.

Das vereinfachte Ersatzschaltbild der Speicherschaltodiode berücksichtigt nicht eine Leitfähigkeitsmodulation der intrinsischen Zone während des Einschaltens der Diode, den "Ramping" - Effekt und den Einfluß der Ladungsspeicherung in den Kontaktzonen auf den Abschaltvorgang ("Rounding"). Zum einen haben diese

Effekte wegen der hier nicht sehr großen Speicherladung keinen großen Einfluß auf das Schaltverhalten der Dioden, zum anderen hätte eine Einführung dieser Effekte ein erheblich komplizierteres Ersatzschaltbild und damit auch erheblich größere Rechenzeiten bei der Simulation der Impulsregeneratoren zur Folge /57/.

Die verwendeten Transistoren sind in Keramik- Gehäusen montiert, deren Anschlüsse als Streifenleitungen ausgeführt sind. Die Zuleitungsinduktivitäten der Emitter wurden zu $L_E = 1 \text{ nH}$ angenommen.

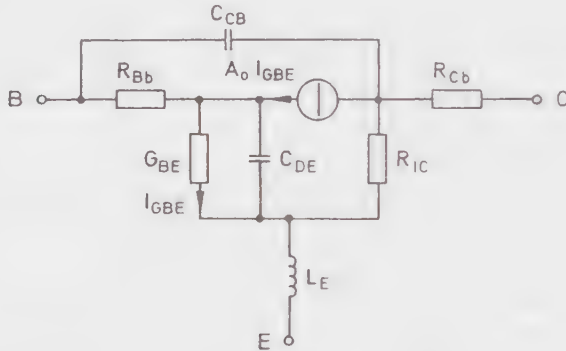


Abb. A5 Transistorersatzschaltbild für die numerische Simulation des DDR

Zur Beschreibung der Transistoren wird das Ersatzschaltbild nach Abb. A5 verwandt. Aus den Herstellerdaten ergibt sich der Basisbahnwiderstand zu $R_{Bb} = 20 \Omega$. Mit Hilfe der gemessenen $I_C(U_{BE})$ - Kennlinie wurde der Sperrstrom zu $I_{spE} = 1,5 \cdot 10^{-15} \text{ A}$ errechnet. Die Beschreibung der Diffusionskapazität C_{DE} erfolgte mit Hilfe der $I_C(U_{BE})$ - Kennlinie und der Transitzeit (Basislaufzeit) τ_T (20 ps). Damit ergab sich der Wert $C_{DE0} = 1,16 \cdot 10^{-24} \text{ F}$. Die Faktoren m_g und m_c sind hier jeweils 1. Die Kurzschluß- Stromverstärkung für tiefe Frequenzen wurde zu $B_0 = 71$ gemessen und daraus $A_0 = 0,9861$ errechnet. Die Basis- Emitter- Sperrschichtkapazität braucht hier nicht in das Ersatzschaltbild eingesetzt werden, weil der sperrende Zustand der Transistoren unzulässig ist

und nicht auftritt. Der Innenwiderstand wurde zu $R_{IC} = 10 \text{ k}\Omega$,
der Kollektor- Bahnwiderstand zu $R_{Cb} = 35 \text{ }\Omega$ und die Rückwirkungs-
kapazität zwischen dem Kollektor und der Basis zu $C_{CB} = 0,35 \text{ pF}$
ermittelt.

LITERATURVERZEICHNIS

- /1/ IRE standards on antennas and waveguides: definitions for waveguide components, 1955, Proc. IRE 43 (1955), S. 1073 - 1074
- /2/ Brand, H., Schaltungslehre linearer Mikrowellennetze, Hirzel Verlag, Stuttgart (1970)
- /3/ Tyrell, W.A., Hybrid circuits for microwaves, Proc. IRE 35 (1947), S. 1294 - 1306
- /4/ Tyminski, W.V. und Hylas, A.E., A wide-band ring for UHF, Proc. IRE 41 (1953), S. 81 - 87
- /5/ Morita, T. und Sheingold, L.S., A coaxial magic-T, IRE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-1 (1953), S. 17 - 23
- /6/ Alford, A. und Watts, C.B., A wide band coaxial hybrid, IRE National Convention Record, Pt 1 (1956), S. 171 - 179
- /7/ Albanese, V.J. und Peyser, W.P., An analysis of broad-band coaxial hybrid ring, IRE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-6 (1958), S. 369 - 373
- /8/ Jones, E.M.T., Wide-band strip-line magic-T, IRE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-8 (1960), S. 160 - 168
- /9/ Kraker, D.I., Asymmetric coupled-transmission-line magic-T, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-12 (1964), S. 595 - 599
- /10/ DuHamel, R.H. und Armstrong, M.E., A wide-band monopulse antenna utilizing the tapered-line magic-T, Fifteenth Annual Symposium, Air Force Avionics Laboratory, Wright-Patterson AFB, Ohio (1965)
- /11/ Bouthinon, M. und Coumes, A., Broadband hybrids, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (Correspondence) MTT-15 (1967), S. 431 - 432
- /12/ Podell, A.F., Some magic tees with 2 to 3 octaves bandwidth, International Microwave Symposium, Dallas (1969)
- /13/ Carr, J.W., Balanced- line microwave hybrids, Microwave Journal 16 (1973), S. 49 - 52
- /14/ Laughlin, G.J., A new impedance-matched wide-band balun and magic tee, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-24 (1976), S. 135 - 141
- /15/ Anzac Inc., UHF 180° Hybrid (Modell H9 und H-183-A)
- /16/ Sontheimer, C.G., US-Patent Nr. 3325587, Juni 1967
- /17/ Podell, A.F., US-Patent Nr. 3508171, April 1970

- /18/ Hilberg, W., Die Eignung des Leitungsübertragers für die Impulstechnik, Nachrichtentech. Zeitschrift 4 (1965), S. 219 - 230
- /19/ Altmann, J.L., Microwave circuits, D. van Nostrand Co. Inc., Princeton (1964)
- /20/ Ruthroff, C.L., Some broad-band transformers, Proc. IRE 47 (1959), S. 1337 - 1342
- /21/ Sato, S. und Naito, Y., Line-type transformers using a ferrite core, Electronics and Communications in Japan 55-C (1972), S. 122 - 126
- /22/ Wellens, U., Design of HF-UHF broadband stripline transformers, Arch. Elektron. u. Übertragungstech. 31 (1977), S. 130 - 132
- /23/ Geschwinde, H. und Krank, W., Streifenleitungen, Einführung in die Theorie und Technik der Höchstfrequenzen, C.F. Wintersche Verlagshandlung, Füssen (1960)
- /24/ Agethen, H., Meßtechnische und rechnerische Untersuchung sowie Optimierung eines hybriden "Magischen T" für den Einsatz als schneller Impuls- Differenzverstärker, Wiss. Abschlußarbeit (Lehramt) am Lehrstuhl für Elektron. Bauelemente der Ruhr-Universität Bochum (1976)
- /25/ Abbot, H.W. und Wechsler, L.D., Diode amplifiers, Dig. Techn. Papers, IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., Philadelphia / Pa (1958), S. 57 - 59
- /26/ Ko, W.H. und Brammer, F.E., Semiconductor diode amplifiers and pulse modulators, IRE Trans. Electron Devices ED-6 (1959), S. 341 - 347
- /27/ Gruber, J. und Russer, P., Impulsverstärkung mit Speicherschaltdioden, Arch. Elektron. u. Übertragungstech. 29 (1975), S. 91 - 94
- /28/ Wellens, U., Die Verwendung von Speicherschaltdioden zur Signalregeneration und Lasermodulation in optischen Nachrichtensystemen, Diss. an der Abt. für Elektrotechnik der Ruhr-Universität Bochum (1978)
- /29/ Moll, J.L., Krakauer, S. und Shen, R., P-N junction charge-storage diodes, Proc. IRE 50 (1962), S. 43 - 53
- /30/ Moll, J.L. und Hamilton, S.L., Physical modeling of the step recovery diode for pulse and harmonic generation circuits, Proc. IEEE 57 (1969), S. 1250 - 1259
- /31/ Wellens, U., Persönliche Mitteilung
- /32/ Vasile, C.F., Method of generating sub-nanosecond pulses, Proc. IEEE 54 (1966), S. 335 - 337
- /33/ Barabas, U. und Langmann, U., Improved versatile gigahertz pulse generator, Electron. Letters 13 (1977), S. 28 - 29

- /34/ Barabas, U., Wellens, U. und Langmann, U., Improved design of RZ- multiplexers and bit pattern generators for the Gbit/s range, Tagungsber., 7. Int. Kongress Mikroelektronik, München (1976), S. 89 - 93
- /35/ Barabas, U., Langmann, U. und Bosch, B.G., Diode multiplexer in the multi-Gbit/s range, Electron. Letters 14 (1978), S. 62 - 64
- /36/ Barabas, U., Ein getakteter Impulsregenerator mit Speicherschalttdioden zur Impulsverstärkung und als Multiplexer im Gbit/s- Bereich (Teil 1), Nachrichten-Elektronik 32 (1978), S. 109 - 111
- Barabas, U., Ein getakteter Impulsregenerator mit Speicherschalttdioden zur Impulsverstärkung und als Multiplexer im Gbit/s- Bereich (Teil 2), Nachrichten- Elektronik 32 (1978), S. 150 - 154
- /37/ Barabas, U., A multi- Gbit/s RZ-format diode multiplexer, Conf. Proc. AGARD Symp. Digital Communication in Avionics, München (1978), Sess. IV B, S. 41/1 - 41/13
- /38/ Barabas, U., 16 Gbit/s multiplexer experiment, Electron. Letters 14 (1978), S. 524 - 525
- /39/ Petschacher, R. und Russer, P., Demultiplexer using fast hybrid integrated ECL- gates for 1 Gbit/s PCM signals, Proc. 7. Europ. Microwave Conf., Kopenhagen (1977), Sess. SUB 4, S. 527 - 531
- /40/ Baack, C., Elze, G., Enning, B., Heydt, G., Knupke, H., Löffler, R. und Walf, G., 1,12 Gbit/s regenerator experiment for an optical transmission system, Frequenz (1978), S. 151 - 153
- /41/ Langmann, U. und Rosenhahn, J., Investigations of phase-locked loop circuits for timing recovery from 1 Gbit/s PCM signals, in Vorbereitung
- /42/ Barabas, U., Langmann, U. und Bosch, B.G., Fast differential pulse amplifier employing charge storage diodes, Arch. Elektron. u. Übertragungstechn. 29 (1975), S. 180 - 182
- /43/ Bosch, B.G., Barabas, U., Wellens, U. und Langmann, U., Clocked diode pulse amplifiers for microwave bit rates, Dig. Tech. Papers, IEEE-Int. Microwave Symposium, Cherry Hill / Pa (1976), S. 173 - 174
- Barabas, U., Wellens, U., Langmann, U. und Bosch, B.G., Diode circuits for pulse regeneration and multiplexing at ultra-high bit rates, IEEE Trans. Microwave Theory Tech. MTT-24 (1976), S. 929 - 935
- /44/ Barabas, U., Differential pulse regenerator driven by 1 Gbit/s PCM-type signals from an avalanche photodiode, Electron. Letters 13 (1977), S. 536 - 537

- /45/ Anonym, Pulse and waveform generation with step-recovery diodes, Hewlett-Packard Appl., Note 918
- /46/ Jungmeister, H.G. und Schmidt, D., High-speed pulse circuits obtained by computer-aided nonlinear analysis of step-recovery diodes, IEEE J. Solid State Circuits SC-5 (1970), S. 135 - 141
- /47/ Anonym, Harmonic generation using step-recovery diodes and SRD modules, Hewlett-Packard Appl. Note 920
- /48/ Russer, P. und Gruber, J., Hybrid integrierter Multiplexer mit Speicherschaltioden für den Gbit/s- Bereich, Wiss. Ber. AEG-Telefunken 48 (1975), S. 54 - 59
- /49/ Schweizer, L., Eigenschaften und Anwendungen von binären Quasi- Zufallsfolgen, Frequenz 24 (1970), S. 230 - 234
- /50/ Möhrmann, K.H., Erzeugung von binären Quasi- Zufallsfolgen hoher Taktfrequenz durch Multiplexen, Siemens Forschungs- u. Entwickl.-Ber. 3 (1974), Nr. 4, S. 218 - 224
- /51/ Thomas, H.J., Theoretische Untersuchung und Realisierung eines rauscharmen Vorverstärkers für ein 140 Mbit/s- System, Techn. Aktennotiz Nr. 3/77, AEG-Telefunken, Backnang (1977)
- /52/ Heyke, H.J., Aufbau eines Empfangsverstärkers für ein 140 Mbit/s Lichtleitfasersystem, Techn. Aktennotiz Nr. 1/77, AEG-Telefunken, Backnang (1977)
- /53/ Baack, C., Optimierung eines optischen, digitalen Übertragungssystems für 1,12 Gbit/s, Frequenz 32 (1978), S. 16 - 21
- /54/ Gruber, J., Holz, M., Marten, P., Petschacher, R., Russer, P. und Weidel, E., A 1 Gbit/s fibre optic communication link, Conf. Proc. Fourth Europ. Conf. On Optical Communication, Genua (1978), S. 556 - 564
- /55/ Varshney, R.C. und Roulston, D.J., Turn-off transient behaviour of pin- diodes, Solid-State Electron. 14 (1971), S. 735 - 744
- /56/ Schünemann, K. und Müller, J., A charge-control model of the pin-diode, IEEE Trans. Electron Devices ED-10 (1976), S. 1150
- /57/ Tielert, R., Das Schaltverhalten der realen pin-Diode, Diss. an der Abt. für Elektrotechnik der Ruhr-Universität Bochum (1977)
- /58/ Seitzer, K. und Spering, W., REGENT- Ein Programmsystem für die rechnergestützte Entwicklung elektrischer Schaltungen, Wiss. Ber. AEG-Telefunken 46 (1973) S. 78 - 85

NACHWORT

Die hier dargelegten Arbeiten wurden im Rahmen meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente der Ruhr-Universität Bochum durchgeführt und von Herrn Prof. Dr. Dr. B. G. Bosch betreut. Ihm gilt mein besonderer Dank für sein förderndes Interesse sowie seine wertvollen Hinweise und Anregungen.

Herrn Prof. Dr. B. Schiek danke ich für die Übernahme des Korreferates. Durch sein großes Interesse an dieser Arbeit entwickelte sich eine intensive Diskussion.

Mein Dank gilt weiterhin Herrn Dr. U. Langmann für die Einführung des von der Fa. Anzac vertriebenen Hybriden T in die Diskussion über Möglichkeiten zur Realisierung von Impulsregeneratoren. Ferner möchte ich Herrn J. Kirchhoff für seine Mitarbeit bei der numerischen Simulation der untersuchten Schaltungen danken.

Das Simulationsprogramm REGENT wurde freundlicherweise von der Fa. AEG-Telefunken, Ulm, zur Verfügung gestellt. Dafür bedanke ich mich ebenso wie bei der Fa. STL/ITT, Harlow, für die großzügige Überlassung von Laserdioden.

LEBENS LAUF

17.9.1943	geboren in Arnstein (Ostpr.)
1950 - 1954	Grundschule in Schmoel (Schleswig- Holst.)
1954 - 1961	Realschule in Duisburg- Hamborn
1961 - 1964	Radio- und Fernsehtechniker- Lehre
1.4.1964 bis 30.9.1964	Industriepraktikum
1.10.1964 bis 30.7.1967	Studium der Elektrischen Nachrichtentechnik an der Staatlichen Ingenieurschule für Maschinenwesen, Krefeld
1.10.1967 bis 30.4.1972	Studium der Elektrotechnik an der Rheinisch- Westfälischen Technischen Hochschule, Aachen
1.5.1972 bis 30.6.1973	Industrietätigkeit bei der Fa. Dietz, Mülheim/Ruhr Arbeitsgebiet: Prozessrechner- Systementwicklung
seit 1.7.1973	Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente der Ruhr- Universität, Bochum

Fotodruck Mainz, 5100 Aachen, Neupforte 13, Nähe Markt, Telefon (02 41) 2 73 05